

## 5. Vorausberechnung der Geräuschabstrahlung von Kurzschlussläufer-Asynchronmaschinen

In diesem Kapitel wird basierend auf den Arbeiten von *Jordan* [71] und *Frohne* [106] eine Erweiterung der Geräuschvorausberechnung der Motoren in unterschiedlichen Arbeitspunkten vorgestellt. Die Ergebnisse werden mit geeigneten FEM-Modellen und Vergleichsmessungen der (A-bewerteten) Schallleistungspegel  $L_{wA}$  verglichen und validiert. Eine vertrauenswürdige Vorausberechnung ist für die Auslegung eines Normasynchronmotors unabdingbar, da die maximal im Betrieb zulässigen Schallleistungspegel  $L_{wA}$ , die von einer Maschine ausgehen, gemäß der IEC-Norm [3] festgelegt sind.

### 5.1. Generelle Vorgehensweise – Klassische Methode nach *Jordan*-

Die im vorangegangenen Kapitel 4 vorgestellten Oberwellen des Stator- bzw. Rotorfeldes  $B_{sv}(x,t)$  bzw.  $B_{rv}(x,t)$  erzeugen gemäß [26, 71, 106, 107, 108, 109, 110, 111, 112] Radialkraftwellen, die vornehmlich den Stator, bestehend aus Statorblechpaket und aufgedrucktem Gehäuse, zu Schwingungen anregen. Die Vorausberechnung der Geräuschabstrahlung erfordert daher sowohl eine elektromagnetische Berechnung der Feldoberwellen als auch eine profunde Kenntnis der mechanischen Eigenschaften des Stators. Die hier vorgestellte Vorgehensweise richtet sich im Wesentlichen nach der in [71] vorgestellten Methode von *Jordan* zur Abschätzung der Geräuschemissionen, wobei die Berechnung der Feldoberwellen wie, im vorangegangenen Abschnitt 4.3 erläutert, durchgeführt werden kann. Die sich aus der Wechselwirkung von Stator- und Feldoberwellen ergebenden Radialkraftdichtewellen  $\sigma_r(x,t)$  werden durch ihre Amplituden  $\hat{\sigma}_r$ , Frequenzen  $f_{\text{ton}}$ , Phasenlagen  $\varphi$  und Modenummern  $r$  beschrieben (siehe Abschnitt 5.2). Mit dem Mode  $r$  wird die Anzahl der Knoten  $2r$  entlang des Umfangs der Radialkraftdichtewelle  $\sigma_r(x,t)$  angegeben. Im Gegensatz dazu wird die durch die Radialkraftdichtewelle mit dem Mode  $r$  angeregte Schwingungsform des ringförmigen Stators über die Modenummer  $m$  charakterisiert. Um zu bewerten, wie stark eine Radialkraftwelle den Stator zu Biegeschwingungen anregt, die zu einer Abstrahlung von Schallwellen führen, müssen die Resonanzfrequenzen  $f_{\text{res},m}$  des Stators für die jeweiligen Modi  $m$  ermittelt werden. Wird wie in [71, 106, 109] ein frei schwingender Ring angenommen, so ergeben sich die in Abbildung 5.1a) zu sehenden Biegeformen (siehe Abschnitt 5.3.1). Die in [71, 106, 109, 113] vorgestellte, weit verbreitete Methode nach *Jordan* nimmt grundlegend an, dass nur eine Radialkraftwelle der Modenummer  $r = m$  bei der jeweiligen Resonanzfrequenz  $f_{\text{res},m}$  den Stator resonant zu Schwingungen anregen kann. Daher werden die Kraftwellen über Resonanzüberhöhungsfaktoren  $\eta_r$  bewertet, die abhängig von der Dämpfung  $\zeta_r$  des metallischen Stators mit sinkender Differenz zwischen der Frequenz  $f_{\text{ton},r}$  und der Resonanzfrequenz  $f_{\text{res},m}$  ( $f$  in [Hz] in (5.1), wobei gilt  $m = r$ ) eine Überhöhung aufweisen (Abbildung 5.1b):

$$\eta_{r=0} \cong \frac{1}{1 - \left( \frac{f_{\text{ton}}}{f_{\text{res},m=0}} \right)^2} \quad r = m = 0, \quad (5.1)$$

$$\eta_r \cong \frac{1}{\sqrt{\left\{ 1 - \left( \frac{f_{\text{ton}}}{f_{\text{res},m}} \right)^2 \right\}^2 + \left\{ \frac{2 \cdot \zeta_r \cdot f_{\text{ton}}}{f_{\text{res},m}} \right\}^2}} \quad \zeta_r = \frac{1}{2\pi} \cdot (2,76 \cdot 10^{-5} \cdot f_{\text{res},m} + 0,062) \quad r = m \geq 2.$$

Die daraus mit (5.2) berechneten radialen Schwingungsamplituden  $Y_r(x,t)$  des Stators werden anschließend über die relative Strahlungsleistung  $N_{\text{rel},m}$  (5.4) auf ihre akustische Abstrahlungswirkung in der unmittelbaren Entfernung zu den Motoren gewichtet [71, 106, 108, 109, 113, 114]. Mit der Breite des ringförmig vereinfachten Stators (bzw. Höhe des Jochs)  $h_y$ , dem mittleren Radius des Rings  $R_m$  und

$$i = \frac{1}{2\sqrt{3}} \frac{h_y}{R_m} \text{ gilt:}$$

$$Y_r(x, t) = \hat{Y}_r \cos\left(\frac{r \cdot \pi \cdot x}{p \tau_p} - \omega_{\text{ton}} t - \varphi_r\right) \quad \omega_{\text{Ton}} = 2\pi f_{\text{ton}}$$

$$\hat{Y}_r = \begin{cases} \frac{R \cdot R_m}{E \cdot h_y} \cdot \hat{\sigma}_{r=0} \cdot \eta_{r=0} & r = 0 \\ \frac{R \cdot R_m}{E \cdot h_y} \cdot \hat{\sigma}_r \cdot \eta_r \cdot \left[ \frac{1 + 3i^2(r^2 - 1)}{i^2(r^2 - 1)^2} \right] & r \geq 2 \end{cases} \quad E(\text{Elastizitätsmodul für Stahl bei } 20^\circ\text{C}) = 210 \text{ kN/mm}^2 \quad (5.2)$$

$$i = \frac{1}{2\sqrt{3}} \frac{h_y}{R_m}$$

Abbildung 5.2a) zeigt die relative Strahlungsleistung  $N_{\text{rel},m}$  (5.4) einer kugelförmigen Schallquelle für die ersten sechs Modi  $m = r = 0, \dots, 5$  in Abhängigkeit des Parameters  $\zeta$ . Die schwingende Kugeloberfläche (Sphäre) ergibt sich aus der vereinfachenden Annahme, dass der Motor eine kugelförmige Schallquelle ist. Der Parameter  $\zeta$  kann mit dem Gesamtdurchmesser  $D$  des Motors (bzw. der vereinfachten Ringstruktur aus Gehäuse und Stator) wie folgt berechnet werden [71, 106, 108, 109, 113]:

$$\zeta = D\pi / \lambda_{\text{ton}} \quad \lambda_{\text{ton}} = c_0 / f_{\text{ton}} \quad c_0(20^\circ\text{C}, p = 1 \text{ bar}) = 343 \text{ m/s}. \quad (5.3)$$

In [71, 106, 108, 109, 113] wird also angenommen, dass die meist zylinderförmigen Motoren in der Ferne näherungsweise als Kugelstrahler betrachtet werden können. Es wird deutlich, dass gerade die Schwingungsformen der Modi  $m$  mit niedrigen Ordnungszahlen zu erheblichen Strahlungsleistungen  $N_{\text{rel},m}$  in der Ferne führen, während sie für die höheren Ordnungszahlen  $m \geq 5$  stark abgedämpft werden. Daher können diese Modi  $m \geq 5$  bei der Vorausberechnung vernachlässigt werden, auch wenn eventuell erhebliche Radialkraftdichtewellen  $\sigma_{r \geq 5}(x, t)$  auftreten. Die Faktoren  $N_{\text{rel},m}$  können näherungsweise für jede beliebige Modenummer  $m$  wie folgt berechnet werden [113]:

$$N_{\text{rel},m} = \text{Re} \left\{ \frac{z \cdot \sum_{k=0}^m \frac{(m+k)!}{(m-k)!} \cdot \frac{m!}{k!} \cdot (2z)^{(r-k)}}{\sum_{k=0}^m \frac{(m+k)!}{(m-k)!} \cdot \frac{m!}{k!} \cdot (2z)^{(r-k)} \cdot (1+k+z)} \right\} \quad \text{mit } z = j \frac{\pi \cdot D}{\lambda_{\text{ton}}} = j \cdot \zeta. \quad (5.4)$$

Die Berechnung der relativen Strahlungsleistung  $N_{\text{rel},m=r}$  wird in [71, 106, 108, 109, 113], basierend auf der Modenummer  $r$  der jeweiligen anregenden Radialkraftdichtewellen  $\sigma_r(x, t)$ , vorgenommen. Die akustische Wirkung einer Radialschwingung  $Y_r$  wird daher nur über die Modenummer  $r = m$  der zu Grunde liegenden Radialkraftwelle bewertet. Sind die relative Strahlungsleistung  $N_{\text{rel},m}$  und die Amplitude  $\hat{Y}_r$  der Radialschwingung bekannt, kann über den akustischen Wellenwiderstand  $Z_0(20^\circ\text{C}, p = 1 \text{ bar}) = 420 \text{ N} \cdot \text{s} / \text{m}^3$  die Schallintensität  $I_r$  bestimmt werden [71, 106, 108, 109, 113]:

$$I_r = \pi^2 \cdot 2Z_0 \cdot (\hat{Y}_r \cdot f_{\text{ton}})^2 \cdot \frac{N_{\text{rel},m}}{2r+1}. \quad (5.5)$$

Die menschliche Hörschwelle liegt bei einer Schallintensität von  $I_0 = 10^{-12} \text{ W/m}^2$ . Zur Berechnung der resultierenden Schallintensitätspegel  $L_I$  wird diese Hörschwelle als Bezug verwendet, weswegen gilt:

$$L_I = 10 \cdot \lg(I_r / I_0) \text{ in dB}. \quad (5.6)$$

In [3] wird die Messung des Schallleistungspegels  $L_W$  vorgeschrieben, da er ein Maß für die abgestrahlte Energie liefert und wesentliche Vorteile in der akustischen Analyse und Bemessung bietet. Die Schallleistung  $W_r = \oint I_r dA = I_r \cdot S$  ist das Integral der Schallintensität  $I_r$  über die Messoberfläche  $S$ . Die Verwendung des Schallleistungspegels  $L_W$  macht demnach Angaben von Messflächen und Umgebungsbedingungen unnötig und ermöglicht den Vergleich von Motoren unterschiedlicher Leistungsklassen und Baugrößen miteinander. Der Schallleistungspegel  $L_W$  wird gemäß [3] wie folgt berechnet:

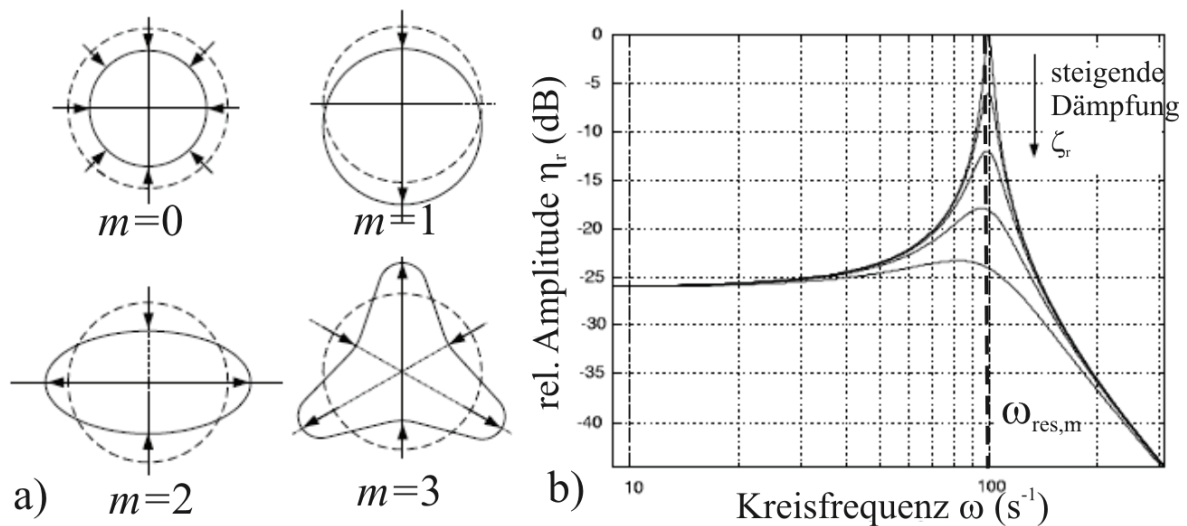
$$L_W = 10 \cdot \lg(W_r / W_0) \text{ in dB} \quad (W \text{ Schallleistung in W}). \quad (5.7)$$



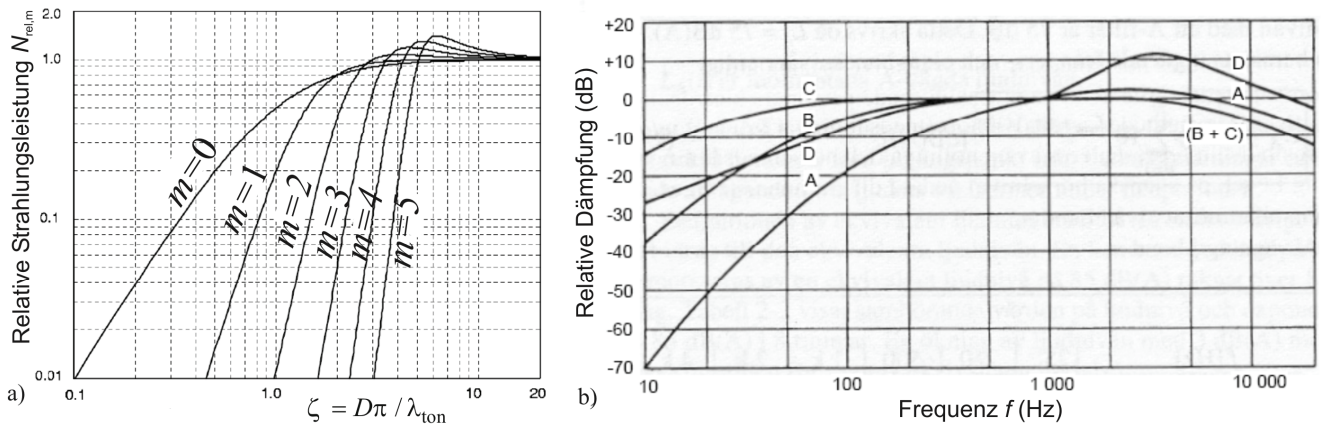
Da die Referenz-Schallleistung  $W_0$  in [3] mit  $10^{-12}$  W angegeben wird, sind die berechneten Schallintensitätspegel  $L_I$  direkt mit den gemessenen Schallleistungspegel  $L_W$  vergleichbar.

Um das menschliche Hörempfinden nachzubilden, werden die berechneten Schallleistungspegel  $L_W$  mit der in Abbildung 5.2b) zu sehenden Kurve A bewertet, was zu den „A-bewerteten“ Schallleistungspegeln  $L_{WA}$  in dB(A) führt.

Der Schallleistungspegel  $L_{WA}$  wird also bei der hier vorgestellten vereinfachten Betrachtung des Stators als frei schwingendem und inkompressiblem Ring sowohl bei der Berechnung der Resonanzüberhöhung  $\eta_r$  als auch bei der relative Strahlungsleistungsberechnung  $N_{rel,m}$  abhängig von dem Mode  $r$  der anregenden Radialkraftwelle berechnet. Es wird dabei angenommen, dass eine Radialkraftwelle vom Mode  $r$  nur einen Mode (Schwingungsform) anregen kann, nämlich  $r = m$ , bei der der Ring mit dem Mode  $m = r$  schwingt. Im Laufe dieser Arbeit wird in Abschnitt 5.4 mit Hilfe geeigneter FEM-Berechnungen und Vergleichen mit Messwerten gezeigt, dass diese Methode, die den frei schwingenden Ring als Grundlage zur Berechnung der Resonanzstellen verwendet und diese lediglich nur mit dem Mode  $r$  einer Radialkraftwelle bewertet, im Regelfall zu falschen Vorberechnungen der Schallleistungspegel  $L_{WA}$  führt. Die vorgestellte realistischere FEM-Untersuchung mit einem eingespannten Ring als (immer noch stark vereinfachte) Struktur des Stators, was z.B. den Klemmenkasten oder die Fixierung an den Füßen des Motors mit in Betracht nimmt, führt zu einer Erweiterung der in [71, 106, 108, 109, 113] vorgestellten Methode. Damit konnte bei überschaubarem Rechenaufwand eine deutliche Annäherung der vorberechneten an die gemessenen Schallleistungspegel  $L_{WA}$  erreicht werden (Abschnitt 5.4).



**Abbildung 5.1:** a) Schwingungsform der ersten vier Modi  $m$  des frei schwingenden Rings zu einem Zeitpunkt  $t = 0$  [108]. b) Resonanzüberhöhungsfaktor  $\eta_r$  zur Bewertung der Schwingungsanregung durch eine Radialkraftwelle vom Mode  $r = m$ , die mit der Frequenz  $f_{ton,r}$  auf der Innenseite des Stators angreift und diesen so zu Schwingungen anregt. Die Schwingungsamplituden steigen in Abhängigkeit von der Materialdämpfung  $\zeta_r$  mit Annäherung an die Resonanzfrequenz  $f_{res,m}$  [71, 108].



**Abbildung 5.2:** a) Verlauf der relativen Strahlungsleistung  $N_{rel,m}$  für die ersten 6 Modi  $m$  in Abhängigkeit vom Kugeldurchmesser  $D$ , der Tonfrequenz  $f_{ton}$  und der Schallgeschwindigkeit  $c_0$  [71, 108, 109, 113]. b) Normative Bewertungskurven für Schallleistungspegel  $L_w$ . Zur Anpassung an das menschliche Hörempfinden wird hier die Bewertungskurve A verwendet [3].

## 5.2. Berechnung der im Betrieb auftretenden radialen Kräfte

### 5.2.1. Berechnung der Radialkraftdichtewellen aus den Feldoberwellen des Stators und Rotors

Grund für die radialen Schwingungsamplituden  $Y_r(x,t)$  des Motors, dessen Oberfläche dadurch Schallwellen aussendet, die u. U. auch noch weithin hörbar sind, sind die Anregungen durch die Radialkraftdichtewellen  $\sigma_r(x,t)$ . Die physikalische Grundlage ist die *Maxwell'sche* Zugkraft auf die Grenzflächen  $A$  zwischen Luftspalt und dem Eisen des Stators, auf die die Feldlinien bei Annahme eines ideal ungesättigten Statorblechpakets senkrecht auftreffen (Radialflussdichte  $B_r = B_\delta(x,t)$ ). Bei Belastung des Motors tritt wegen des Strombelags  $A(x,t)$  auch eine tangentielle Feldkomponente  $B_t = \mu_0 \cdot A(x,t)$  auf, die aber i.A. deutlich kleiner als  $B_r$  ist. Daher lässt sich die entsprechende Kraftdichte oder auch Grenzflächen-spannung  $\sigma_r(x,t)$  wie folgt berechnen [71, 108, 109, 111, 113]:

$$\sigma_r(x,t) = -\frac{B_r^2(x,t) - B_t^2(x,t)}{2 \cdot \mu_0} \cong -\frac{B_r^2(x,t)}{2 \cdot \mu_0} = -\frac{B_\delta^2(x,t)}{2 \cdot \mu_0}. \quad (5.8)$$

Insofern wäre es technisch richtig, nicht von Radialkraftdichtewellen  $\sigma_r(x,t)$ , sondern von Radialspannungswellen zu sprechen, was in dieser Arbeit als äquivalent angesehen wird. Es ist zu beachten, dass die Gleichung (5.8) nur unter erheblichen Idealisierungen und Vereinfachungen gültig ist. Im Anhang B wird daher aus einer Energiebetrachtung die Kraft auf ein Volumen in einem magnetischen Feld berechnet und anschließend die Radialspannung  $\sigma$  auf eine Grenzfläche zwischen zwei Materialien hergeleitet. Daraus lässt sich unter gewissen (im Anhang B näher erläuterten) Voraussetzungen (5.8) direkt ableiten. Das Luftspaltfeld  $B_\delta(x,t)$  setzt sich als Summe des Statorfeldes  $B_{s,r}(x,t)$  und des Rotorfeldes  $B_{r,\mu}(x,t)$  zusammen. Dabei existieren sowohl radiale, senkrecht zur Statorinnenfläche gerichtete als auch tangentielle in Umfangsrichtung gerichtete Feldkomponenten. Gemäß den Ausführungen in Anhang B gilt (5.8) nur für den Fall, dass das Eisen im Stator eine unendlich große Permeabilität ( $\mu_{Fe} = \infty$ ) aufweist und  $B_t \ll B_r$  ist. Im Leerlauf- und im Bemessungsbetrieb sind die Zahnköpfe von Stator und Rotor nicht stark gesättigt (vgl. Abschnitt 4.1.5), wodurch die Permeabilität recht groß ist und die Feldlinien im Luftspalt i. A. vorwiegend radial verlaufen, so dass die tangentialen Feldkomponenten vernachlässigt werden können. Die radialen Feldkomponenten des Stator- und Rotorfeldes können gemäß Abschnitt 4.3 als Summe aller Oberwellen im statorfesten Koordinatensystem ( $x = x_s$ ) beschrieben werden [23, 26, 41]:

$$B_{sv}(x_s, t) = \sum_v \hat{B}_{sv} \cdot \cos\left(\frac{v \cdot \pi \cdot x_s}{\tau_p} - 2 \cdot \pi \cdot f_v \cdot t - \varphi_{sv}\right), \quad (5.9)$$

$$B_{r\mu}(x_s, t) = \sum_\mu \hat{B}_{r\mu} \cdot \cos\left(\frac{\mu \cdot \pi \cdot x_s}{\tau_p} - 2 \cdot \pi \cdot f_\mu \cdot t - \varphi_{r\mu}\right) \text{ mit } f_v = f_s \text{ und } f_\mu = f_s \cdot (s + \mu \cdot (1-s)).$$

Damit ergibt sich durch Einsetzen von (5.9) in (5.8) und nach Lösung der binomischen Gleichung unter zu Hilfenahme der Additionstheoreme für je eine  $v$ -te und  $\mu$ -te Oberwelle:

$$\begin{aligned} \sigma_{r_{v\mu}}(x_s, t) &= -\frac{B_{\delta}(x_s, t)^2}{2 \cdot \mu_0} = -\frac{(B_{sv}(x_s, t) + B_{r\mu}(x_s, t))^2}{2 \cdot \mu_0} \\ &= -\frac{1}{2 \cdot \mu_0} (B_{sv}(x_s, t)^2 + 2 \cdot B_{sv}(x_s, t) B_{r\mu}(x_s, t) + B_{r\mu}(x_s, t)^2) \Rightarrow \\ \sigma_r(x_s, t) &= -\left[ \frac{1}{2 \cdot \mu_0} \left( \sum_v \hat{B}_{sv} \cdot \cos\left(\frac{v\pi x_s}{\tau_p} - 2\pi f_v t - \varphi_{sv}\right) \right)^2 \right. \\ &\quad + \frac{1}{\mu_0} \cdot \left( \sum_v \hat{B}_{sv} \cdot \cos\left(\frac{v\pi x_s}{\tau_p} - 2\pi f_v t - \varphi_{sv}\right) \right) \cdot \left( \sum_\mu \hat{B}_{r\mu} \cdot \cos\left(\frac{\mu\pi x_s}{\tau_p} - 2\pi f_\mu t - \varphi_{r\mu}\right) \right) \\ &\quad \left. + \frac{1}{2 \cdot \mu_0} \left( \sum_\mu \hat{B}_{r\mu} \cdot \cos\left(\frac{\mu\pi x_s}{\tau_p} - 2\pi f_\mu t - \varphi_{r\mu}\right) \right)^2 \right] \end{aligned} \quad (5.10)$$

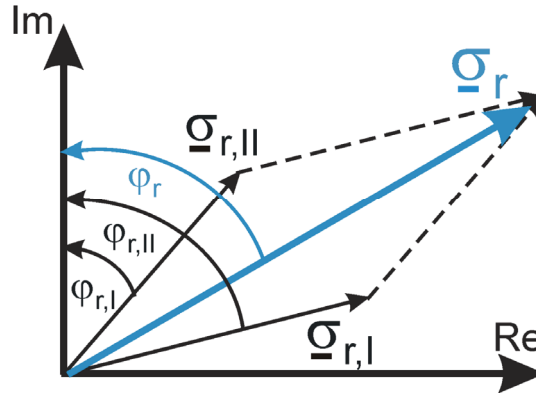
Mit dem Additionstheorem  $\cos^2(x) = \frac{1}{2}(1 + \cos(2x))$  und  $\cos(x) \cdot \cos(y) = \frac{1}{2}(\cos(x-y) + \cos(x+y))$  ergibt sich:

$$\begin{aligned} \sigma_r(x_s, t) &= -\left[ \sum_v \frac{\hat{B}_{sv}}{4 \cdot \mu_0} \cdot \left( 1 + \cos\left(\frac{2v\pi x_s}{\tau_p} - 4\pi f_v t - 2\varphi_{sv}\right) \right) \right. \\ &\quad + \left( \sum_v \sum_\mu \frac{\hat{B}_{sv} \hat{B}_{r\mu}}{2 \cdot \mu_0} \cos\left(\frac{(v \pm \mu)\pi x_s}{\tau_p} - 2\pi(f_v \pm f_\mu) \cdot t - (\varphi_{sv} \pm \varphi_{r\mu})\right) \right) \\ &\quad \left. + \sum_\mu \frac{\hat{B}_{r\mu}}{4 \cdot \mu_0} \cdot \left( 1 + \cos\left(\frac{2\mu\pi x_s}{\tau_p} - 4\pi f_\mu t - 2\varphi_{r\mu}\right) \right) \right] \end{aligned} \quad (5.11)$$

Von den drei Summanden ist lediglich der mittlere von Bedeutung, weil sich nur hier ausreichend kleine Modi  $r$  der Radialkraftdichtewellen ergeben können [61, 71, 109]. Eine hohe Knotenzahl  $2r$  ergibt kurze Wellenlängen  $\lambda$ , für die das Joch (bzw. die ringförmige Ersatzanordnung des Stators) als biegesteif angesehen werden kann. Für beide quadratischen Terme ergibt sich als Mode  $r$  das Doppelte der Ordnungszahlen der Stator- bzw. Feldoberwellen  $v$  bzw.  $\mu$  und damit in der Regel große Werte für die Knotenzahl  $2r$ . Zusätzlich sind die anregenden Frequenzen  $f_{\text{ton}}$  i. A. deutlich höher wie die des mittleren gemischten Produkts, was ebenfalls die Geräuschwirkung mindert, da, wie in Abschnitt 5.3.3 gezeigt wird, gerade die Anregungen im unteren und mittleren Frequenzbereich ( $f_{\text{ton}} < 4000$  Hz) und kleiner Modenzahl ( $r < 5$ ) von besonderer Bedeutung sind. Damit kann die zur Berechnung der Geräuschabstrahlung wesentliche Komponente der radialen Kraftdichtewellen für eine  $v$ -te und  $\mu$ -te Feldwelle wie folgt beschrieben werden [71, 106, 108, 109, 113]:

$$\begin{aligned}\sigma_{r_{\nu\mu}}(x_s, t) &= \hat{\sigma}_{r_{\nu\mu}} \cdot \cos\left(\frac{r \cdot \pi \cdot x_s}{p \cdot \tau_p} - 2 \cdot \pi \cdot f_{\text{ton}} \cdot t - \varphi_r\right) \\ &= \frac{\hat{B}_{s\nu} \hat{B}_{r\mu}}{2 \cdot \mu_0} \cdot \cos\left(\frac{(\nu \pm \mu) \pi \cdot x_s}{p \cdot \tau_p} - 2\pi(f_\nu \pm f_\mu) \cdot t - (\varphi_{s\nu} \pm \varphi_{r\mu})\right).\end{aligned}\quad (5.12)$$

In [71, 106, 109] werden alle Radialkraftdichtewellen  $\sigma_r(x_s, t)$  mit der gleichen Modenummer  $r$ , die auch noch die gleiche Frequenz  $f_{\text{ton}}$  bei unterschiedlichen Phasenlagen  $\varphi_r$  aufweisen, zu einer resultierenden Kraft addiert. Diese Summenkraft wird dann über die Resonanzüberhöhungsfaktoren  $\eta_r$  bewertet (5.1). Abbildung 5.3 zeigt diese Situation anhand von zwei Kraftdichtewellen unterschiedlicher Phasenlage  $\varphi_r$  mit gleicher Frequenz  $f_{\text{ton}}$  und gleicher Modezahl  $r$  in komplexer Darstellung, die vektoriell zu addieren sind. Daher sind zur Berechnung der aus diesen Kraftdichtewellen hervorgehenden Schallleistungspegel  $L_W$  die Amplitude  $\hat{\sigma}_r$ , die Modezahl  $r$ , die Frequenz  $f_{\text{ton}}$  und auch die Phasenlage  $\varphi_r$  der einzelnen Radialkraftdichtewellen nötig. Das wiederum erfordert die genaue Kenntnis der Amplituden  $\hat{B}_{s\nu}$  bzw.  $\hat{B}_{r\mu}$ , der Ordnungszahl  $\nu$  bzw.  $\mu$ , der Frequenzen  $f_\nu$  bzw.  $f_\mu$  und der Phasenlagen  $\varphi_{s\nu}$  bzw.  $\varphi_{r\mu}$  der beteiligten Feldoberwellen (5.11).



**Abbildung 5.3:** Vektoriell addieren zweier Kraftdichtewellen mit gleicher Modenummer  $r$  und Frequenz  $f_{\text{ton}}$ , die allerdings unterschiedliche Phasenlagen  $\varphi_r$  aufweisen.

### 5.2.2. Grundregeln für geräuscharme Motorauslegungen

Wie bereits im vorangegangenen Abschnitt 5.2.1 erläutert wurde, sind höhere Ordnungszahlen  $r > 5$  der Radialkraftdichtewellen vorteilhaft im Hinblick auf die Reduktion der Geräuschabstrahlung, da zum einen die Biegesteifigkeit des Joches für diese Anregungen steigt und zum anderen die relative Schallleistung  $N_{\text{rel},m}$  und damit auch die Fernwirkung der abgestrahlten Schallwellen rapide mit steigender Ordnungszahl  $r = m$  absinkt (Abbildung 5.2a). Aus Gleichung (5.12) ergibt sich daher die Forderung, dass der Term  $\nu \pm \mu$  möglichst große Werte aufweisen soll. Wie in Abschnitt 4.3 dargelegt wurde, sind die in Nuten verteilten Wicklungen von Stator und Rotor, die Sättigung und die auftretenden statischen oder dynamischen Exzentrizitäten der Grund für die Entstehung von Oberwellen unterschiedlichster Ordnungszahlen  $\nu$  und  $\mu$ . Alle diese Kombinationen von Stator- und Rotorfeldoberwellen können Kraftdichtewellen unterschiedlicher Ordnungszahlen  $r$  erzeugen. Besonders die nutharmonischen Feldoberwellen mit den Ordnungszahlen  $\nu_Q$  (siehe Tabelle 4.3) spielen wegen ihrer relativ großen Amplituden dabei eine entscheidende Rolle. Diese hängen gemäß Abschnitt 4.3 im Wesentlichen von den Nutzahlen des Stators und Rotors  $Q_s$  bzw.  $Q_r$  ab. Daher ergeben sich folgende Regeln für die Wahl der Nutzahlen für den Entwurf möglichst geräuscharmer Motoren (vgl. [27, 71, 115]):

- 1) Kraftwellen niedriger Ordnungszahl  $r$  sollen möglichst vermieden werden weswegen gilt:  
 $|\nu \pm \mu| \sim |Q_s \pm Q_r| \neq 0, 1, 2, \dots, r^*, 2p, 2p \pm 1, 2p \pm 2, \dots, 2p \pm r^*$  soll möglichst groß sein
- 2) Die Anzahl der Rotornuten ist gerade zu wählen, um Kraftwellen der Ordnung  $r = 1$  zu vermeiden, die u. U. zu unangenehmen Rüttelkräften des Läufers führen können, die erhebliche Geräuschentwicklungen mit sich bringen.
- 3) Die Anzahl der Statornuten und Rotornuten darf allerdings auch nicht gleich sein, und sollte möglichst wenige gemeinsame Teiler aufweisen, um die Rastmomente im Betrieb so gering wie möglich zu halten:  $Q_s \neq Q_r$  und  $Q_s/Q_r \neq \text{ganze Zahl}$

Trotz Beachtung dieser Regeln kann es im Einzelfall zu großen Geräuschentwicklungen im Betrieb der Motoren kommen, wenn die Frequenzen  $f_{\text{ton},r}$  der anregenden Radialkraftwellen auf Resonanzstellen des Stators  $f_{\text{res},m}$  fallen oder sich in unmittelbarer Nähe befinden. Daher ist in jedem Fall eine aussagekräftige Abschätzung der im Bemessungsbetrieb auftretenden Schallleistungspegel  $L_{\text{wA}}$  bei jedem Neuentwurf eines Motors notwendig.

### 5.3. Ermittlung der Resonanzfrequenzen des Stators

Besonders wichtig bei der Vorausberechnung der Schallleistungspegel  $L_{\text{wA}}$  im Bemessungsbetrieb ist die genaue Kenntnis der Resonanzstellen der ersten sechs Schwingungsformen  $m = 0 \dots 5$ . Wie ein Blick auf Abbildung 5.1b) zeigt, steigt der Resonanzüberhöhungsfaktor  $\eta_r$  zur Bewertung der schwingungstechnischen Wirkung einer Radialkraftwelle für Frequenzen  $f_{\text{ton},r}$  in Abhängigkeit von der Materialdämpfung  $\zeta_r$  sehr stark an. Dies erfordert eine möglichst präzise Kenntnis der Resonanzfrequenzen  $f_{\text{res},m}$  des Stators, da schon kleinste Abweichungen von 1 % vom realen Wert weitaus größere Wirkungen von über 100 % bei dem entsprechenden Resonanzüberhöhungsfaktor  $\eta_r$  hervorrufen können.

Mathematisch führt die vereinfachte Betrachtung des Stators als massiven Ring gemäß [71, 106, 109] zu einem überschaubaren, geschlossenen und damit analytisch lösbaren Problem, dessen Lösung in Abschnitt 5.3.1 besprochen wird. In der Realität jedoch kann über einen frei im Raum schwebenden Ring keine Kraft übertragen werden, weswegen jeder Motor gewisse Randbedingungen an seinen mechanischen Befestigungspunkten aufweist. Auch der Klemmenkasten mit seinen weit in das Gehäuse ragenden Befestigungsschrauben sorgt für veränderte mechanische Randbedingungen. Daher wird in Abschnitt 5.3.3 untersucht, welche Auswirkungen die Einspannung der ringförmigen Statoranordnung auf das Schwingungsverhalten hat. Die Ergebnisse führen zu einer Erweiterung der *Jordan'schen* Berechnungsmethode aus Abschnitt 5.1 durch Vorgabe dieser FEM-Ergebnisse, was in Abschnitt 5.4 diskutiert wird.

#### 5.3.1. Resonanzfrequenzen des frei schwingenden Rings

*Jordan* [71] beschreibt ein einfaches Verfahren zur Ermittlung der Biegefrequenz  $f_{\text{res},m}$  für die Schwingungsform mit der Modenummer  $m$ . Für den Mode  $m = 0$  gilt nach [71, 109] für die so genannte Nullschwingung:

$$f_{\text{res},m=0} = \frac{1}{2\pi R_m} \sqrt{\frac{E}{\Delta \cdot \rho_{\text{Fe}} \cdot k_{\text{Fe}}}} \quad m = r = 0. \quad (5.13)$$

Dabei steht  $R_m$  für den mittleren Radius des ringförmigen Stators,  $E$  ist der Elastizitätsmodul von *Young*, für den bei Eisen ein Wert von  $210 \cdot 10^9 \text{ N/m}^2$  eingesetzt werden kann, und  $\rho_{\text{Fe}}$  steht für die Dichte von Eisen, für die der Wert von  $7850 \text{ kg/m}^3$  verwendet wird. Der Faktor  $\Delta$  berücksichtigt nach *Jordan* den Einfluss der mitschwingenden, aber nicht zur Biegesteife beitragenden Zahnmassen:

$$\Delta = \frac{m_y + m_d}{m_y}. \quad (5.14)$$



Der Einfluss der Wicklungsmasse wird vernachlässigt, weil auch der versteifende Einfluss des Harzvergusses vernachlässigt wird.

Gemäß [71] ergeben sich die Resonanzfrequenzen  $f_{\text{res},m}$  für die Biegeschwingung, deren Auslenkung sinusförmig mit der Knotenpaarzahl  $m$  entlang des Umfangs verteilt ist, und für die Resonanzfrequenzen der Längsschwingung  $f_{\text{resl},m}$ , die mit dem selben Mode  $m$  Längsschwingungen in Umfangsrichtung der Joche hervorrufen, folgende Formeln:

$$f_{\text{res},m} / f_{\text{res},m=0} \cong \frac{i \cdot m \cdot (m^2 - 1)}{\sqrt{m^2 + 1}} \quad m \geq 2 \quad \text{bzw.} \quad f_{\text{resl},m} / f_{m=0} \cong \sqrt{m^2 + 1} \quad m \geq 1 \quad (5.15)$$

$$i = \frac{1}{2\sqrt{3}} \frac{b_{\text{ring}}}{R_m} \quad (b_{\text{ring}} \text{ steht für die Breite des Rings}).$$

Der Grund, warum nur die Biegefrequenzen  $f_{\text{res},m}$  der Schwingungsformen entlang des Umfangs von Bedeutung sind, während die Längsschwingungen  $f_{\text{resl},m}$  vernachlässigt werden können, ist, dass die Längsschwingungen weitaus größere Frequenzen aufweisen, die geräuschtechnisch weniger interessant sind. Daher können nur die Biegeschwingungen mit ihren Resonanzfrequenzen  $f_{\text{res},m}$ , die durchaus im Bereich der Anrefrequenzen  $f_{\text{ton},r=m}$  liegen können, wesentliche Geräusche verursachen. Die Längsschwingungen als Umfangsschwingungen  $f_{\text{resl},m}$  werden im Folgenden nicht weiter betrachtet.

Vereinfacht wird das Statorjoch mit der Höhe  $h_y$  und der (eventuell aus einem anderen Material bestehende) Gehäuserahmen  $h_{\text{rahmen}}$  in (5.15) zusammengefasst, so dass  $b_{\text{ring}} = h_y + h_{\text{rahmen}}$  gilt.

Der Mode  $m = 1$  für die Biegeschwingung führt gemäß Abbildung 5.1a) zu einer Schwingungsform, die zu einer Schwingbewegung in transversaler Richtung führt. Das sind Biegeschwingungen vor allem des Läufers. Daher werden hier nur Modi  $m \geq 2$  in Betracht gezogen. Die stark vereinfachte Lösung für die Resonanzstellen der Biegeschwingungen in [71] wird in [108] durch eine genauere Lösung wie folgt angegeben:

$$f_{\text{res},m} = f_{m=0} \cdot i \cdot \frac{r \cdot (r^2 - 1)}{\sqrt{r^2 + 1}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + i^2 \left( \frac{r^2 - 1}{r^2 + 1} \right) [3 + 5r^2]}} \quad r \geq 2. \quad (5.16)$$

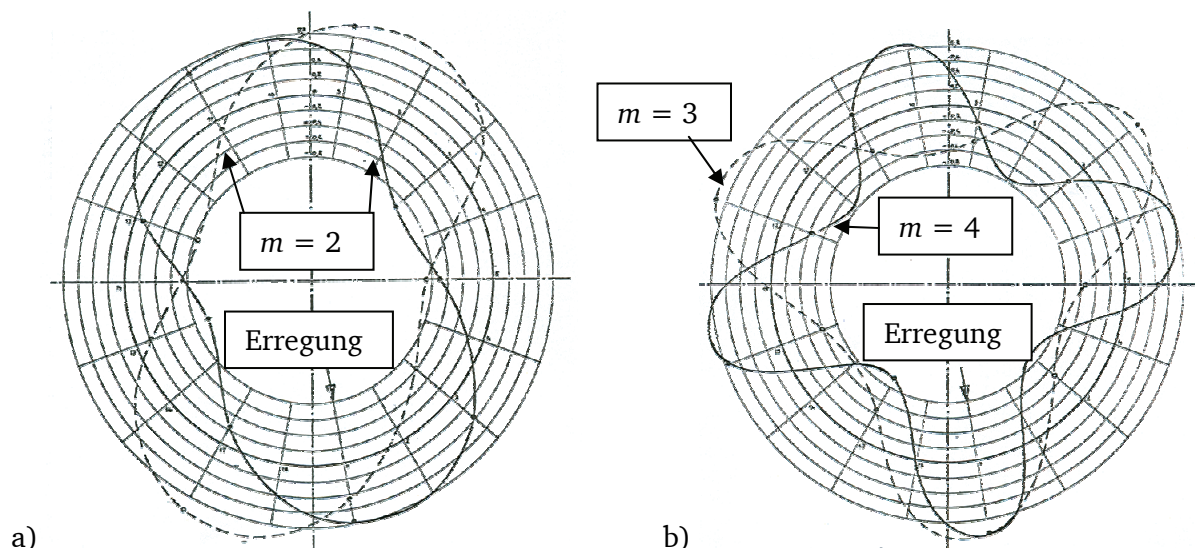
Zur Verbesserung der Ermittlung der Resonanzstellen können auch weitere mitschwingende Massen bei der Berechnung des Korrekturfaktors  $\Delta$  gemäß Formel (5.14) berücksichtigt werden. So hat sich gezeigt, dass eine zusätzliche Berücksichtigung der Zusatzmassen der Gehäusekühlrippen  $m_{\text{geh}}$ , des Wicklungskupfers  $m_{\text{Cu}}$  und des Isolations- und Nutfüllmaterials  $m_{\text{harz}}$  die Berechnung verbessert:

$$\Delta = \frac{m_y + m_d + m_{\text{harz}} + m_{\text{geh}} + m_{\text{Cu}}}{m_y}. \quad (5.17)$$

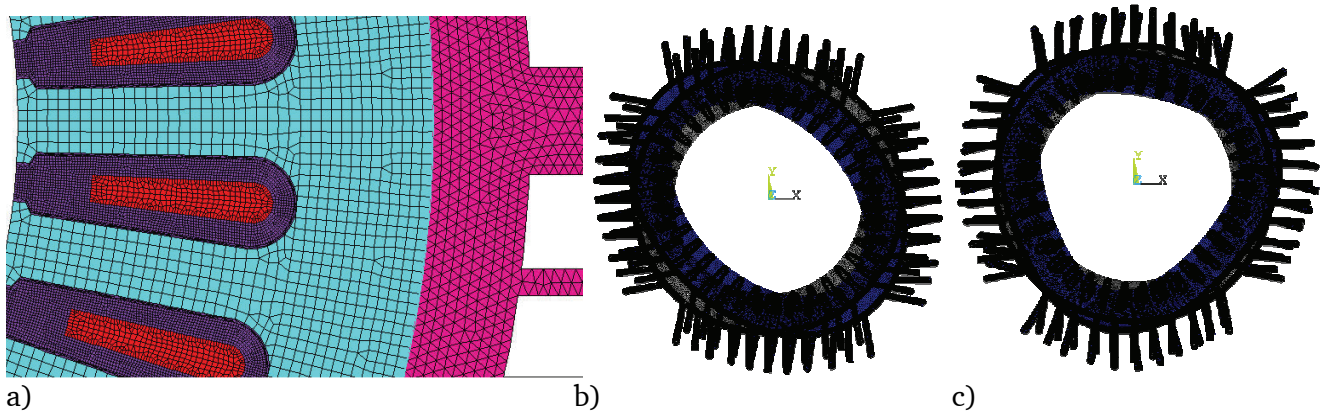
In [106] wird dieser Gedanke von *Frohne* aufgegriffen und durch spezielle Massezuschlagsfaktoren realisiert. Der entscheidende Unterschied zu der Arbeit von *Jordan* ist, dass *Frohne* bei der Ermittlung der Resonanzfrequenzen die Zähne als schwingungsfähige Systeme auffasst, was besonders bei den Resonanzfrequenzen für die Biege- und Längsschwingungen höherer Ordnung einen Einfluss hat (vgl. auch [116]). Dieser Ansatz führt auf ein komplexes Gleichungssystem, das in [106] gelöst wird. Es ermöglicht eine genauere Berechnung der Resonanzfrequenzen über die Berücksichtigung von Massezuschlagsfaktoren der radialen Masse  $\Delta_x$ , der tangentialen Masse  $\Delta_y$  und der Drehmasse  $\Delta_m$ . Die entsprechenden Formeln sind in [106, 113] zusammengefasst. Auch hier kann eine Berücksichtigung der nicht erfassten Masseanteile der Wicklung  $m_{\text{harz}}$  und  $m_{\text{Cu}}$  und der Kühlrippen  $m_{\text{geh}}$  durch einen Korrekturfaktor der Dichte  $\rho$  erfasst werden (vgl. Gleichung (5.14) bzw. (5.17)):

$$\Delta = \frac{m_y + m_d + m_{\text{harz}} + m_{\text{geh}} + m_{\text{Cu}}}{m_y + m_d}. \quad (5.18)$$

Die Berechnungsmethode für die Resonanzfrequenzen  $f_{\text{res},m}$  der Biegeschwingungen nach *Jordan* und *Frohne* wurden für einen 6-poligen 11 kW-Motor [32], für den eine Messung der Resonanzfrequenzen mit einer zusätzlicher Messung der entsprechenden Schwingungsform durchgeführt wurde, verglichen. Zusätzlich wurden 2D-FEM-Berechnungen für den gesamten Motor mit Einfluss der Zähne, der Wicklung und des aufgeschrumpften Gehäuses angegeben. Für die Messungen des Frequenzganges wurde der Stator des Motors auf sehr weichen Füßen aufgestellt, damit die Situation des frei schwingenden Rings möglichst gut nachgestellt werden konnte. Über einen Unwucht-Schwingungserreger wurde der Stator durch Schläge gleicher Stärke, aber unterschiedlicher Frequenzen zu Biegeschwingungen angeregt. Am Umfang verteilt angebrachte Beschleunigungssensoren ermitteln über zweimalige Integration die Schwingungsauslenkung und lassen Rückschlüsse auf die entsprechenden Schwingungsformen zu (siehe Abbildung 5.4). Abbildung 5.5a) zeigt die 2D-FEM-Modellierung des Motors mit Berücksichtigung der Kupfer- und Harzanteile als zusammenhängende Blöcke in der Nut und näherungsweise Modellierung des Gehäuses aus Aluminium. Die Berücksichtigung des Aufschrumpfs des Gehäuses auf das Statorblechpaket wird im Model durch ein Untermaß zwischen Außendurchmesser des Statorblechpakets  $d_{\text{sa}}$  und dem Innendurchmesser des Gehäuserahmens  $d_{\text{geh},i}$  berücksichtigt, führt allerdings im Vergleich zur Berechnung ohne Berücksichtigung des Aufschrumpfs nur zu kleinen Abweichungen. Eine versteifende Wirkung des Harzvergusses oder der Kupferleiter wurde nicht berücksichtigt. Abbildung 5.5b) und c) zeigen beispielhaft die entsprechenden Schwingungsformen der 2D-FEM-Modalanalyse mit ANSYS an zwei Resonanzstellen. Der Vergleich der analytischen Berechnungsmethoden nach *Jordan* [71] und *Frohne* [106] mit den FEM-Berechnungen und den Messungen ist in Tabelle 5.1 für die Modi  $m = 2, 3$  und  $4$  zusammengefasst. Die Ergebnisse aus Tabelle 5.1 zeigen, dass die analytische Berechnung der Biegefrequenzen  $f_{\text{res},m}$  nach *Frohne* im Vergleich zu der Methode nach *Jordan* eine deutliche Annäherung an die FEM-Ergebnisse liefert. Diese wiederum stimmen, außer für den Mode  $m = 3$  mit einer Abweichung von knapp 13 %, ansonsten sehr gut mit den Messergebnissen überein. Der Grund für die Abweichung sind wohl die Randbedingungen durch das Aufstellen der Stator auf die Füße während der Messung. Es wurde zwar versucht, eine möglich weiche Befestigung zu schaffen, allerdings wird im folgenden Abschnitt gezeigt, wie empfindlich die Ergebnisse von derartigen Randbedingungen beeinflusst werden. Ansonsten zeigt der Vergleich die Zuverlässigkeit der Methode nach *Frohne*, die für die Berechnung der resultierenden Schallleistungspegel  $L_{\text{WA}}$  bevorzugt verwendet werden sollte und im weiteren Verlauf der Arbeit verwendet wird.



**Abbildung 5.4:** Messung der Schwingungsformen eines 6-poligen 11kW-Motors an den Resonanzstellen der Modi  $m$ : a)  $m = 2$  bei  $f_{\text{res},m=2} = 592 \text{ Hz}$  (602 Hz) b)  $m = 3$  und  $m = 4$  bei  $f_{\text{res},m=3} = 1739 \text{ Hz}$  bzw.  $f_{\text{res},m=4} = 2704 \text{ Hz}$  [32].



**Abbildung 5.5:** a) 2D-FEM-Modell (ANSYS) mit Berücksichtigung der Wicklung (Nutfüllgrad Wicklungskupfer 44%), des Nutharzes (Nutfüllgrad 56%) und des Gehäuses aus Aluminium. Weiterhin wurde das Aufschrumpfen des Gehäuses auf das Statorblech durch ein Untermaß von 0,05 mm zwischen Außendurchmesser des Statorblechpakets  $d_{sa}$  und dem Innendurchmesser des Gehäuserahmens  $d_{geh,i}$  berücksichtigt. b) Schwingungsform mit Modenummer  $m = 2$  der FEM-Modalanalyse (ANSYS) bei  $f_{res,m=2} = 597$  Hz c) Schwingungsform mit Modenummer  $m = 3$  der FEM-Modalanalyse (ANSYS) bei  $f_{res,m=3} = 1588$  Hz.

**Tabelle 5.1:** Vergleich der analytischen Berechnungsmethoden zur Berechnung der Resonanzfrequenzen  $f_{res,m}$  nach Jordan [71] und Frohne [106] mit den FEM- Berechnungen und den Messungen für einen 6-poligen Testmotor mit einer Bemessungsleistung von  $P_N = 11$  kW [32].

Mode $m$	Analytisch $f_{res,m}$ (Hz)		2D-FEM (ANSYS) $f_{res,m}$ (Hz)	Messung $f_{res,m}$ (Hz)
	Jordan	Frohne		
2	457	557	597	592 (604)
3	1256	1505	1588	1739
4	2349	2724	2669	2704

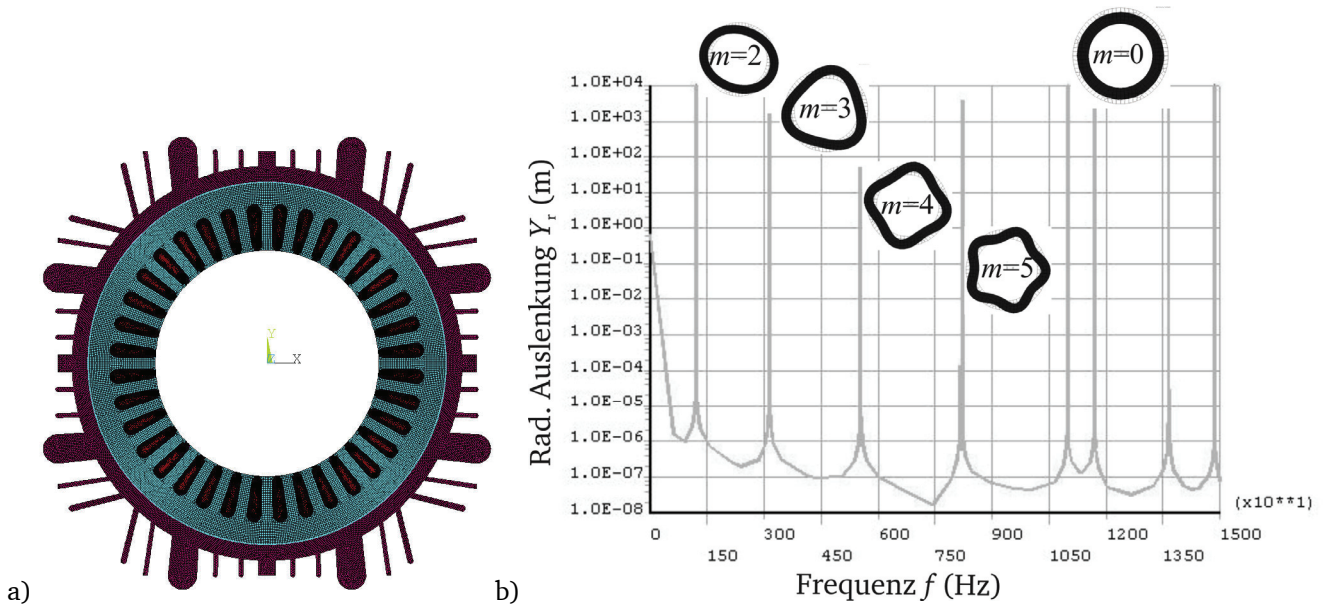
### 5.3.2. Ergebnisse der Vorausberechnung der Schalleistungspegel im Bemessungsbetrieb bei Annahme eines frei schwingenden Statorrings („klassische“ Methode)

In diesem Abschnitt werden beispielhaft die Ergebnisse der klassischen Vorausberechnung der Schalleistungspegel  $L_{wA}$  nach Jordan [71] mit der erweiterten Berechnung der Resonanzfrequenzen des frei schwingenden Rings nach Frohne [106] für den Motor AH80 vorgestellt. Die analytisch vorausberechneten Resonanzstellen werden über eine 2D-FEM-Modalanalyse (ANSYS) des in Abbildung 5.6a) zu sehenden FEM-Modells verglichen. Abbildung 5.6b) zeigt den Frequenzgang der maximalen radialen Auslenkung  $\hat{Y}_r$  am Umfang des Stators in Abhängigkeit der Frequenz  $f$ . Es werden die in Tabelle 5.2 zusammengefassten Materialparameter für die Berechnungen vorgegeben.

**Tabelle 5.2:** Materialparameter für die Berechnung der Resonanzfrequenzen  $f_{res}$  aus Tabelle 5.3.

Material	Eisen	Kupfer	Harz	Aluminium
Dichte $\rho$ (kg/m <sup>3</sup> )	7850	8900	1320	2700
E-Modul $E$ (kN/mm <sup>2</sup> )	210	120	2,5	70
Dämpfungsfaktor in FEM (ANSYS: DMPR)	0,05	-	-	0,004

Daraus ergeben sich die in Tabelle 5.3 gegenübergestellten Resonanzfrequenzen  $f_{res,m}$  der Biegeschwingungen. Auch für diesen Vergleich ergibt nur die Berechnung nach Frohne eine mit den FEM-Ergebnissen vergleichbare Vorausberechnung der Resonanzstellen.



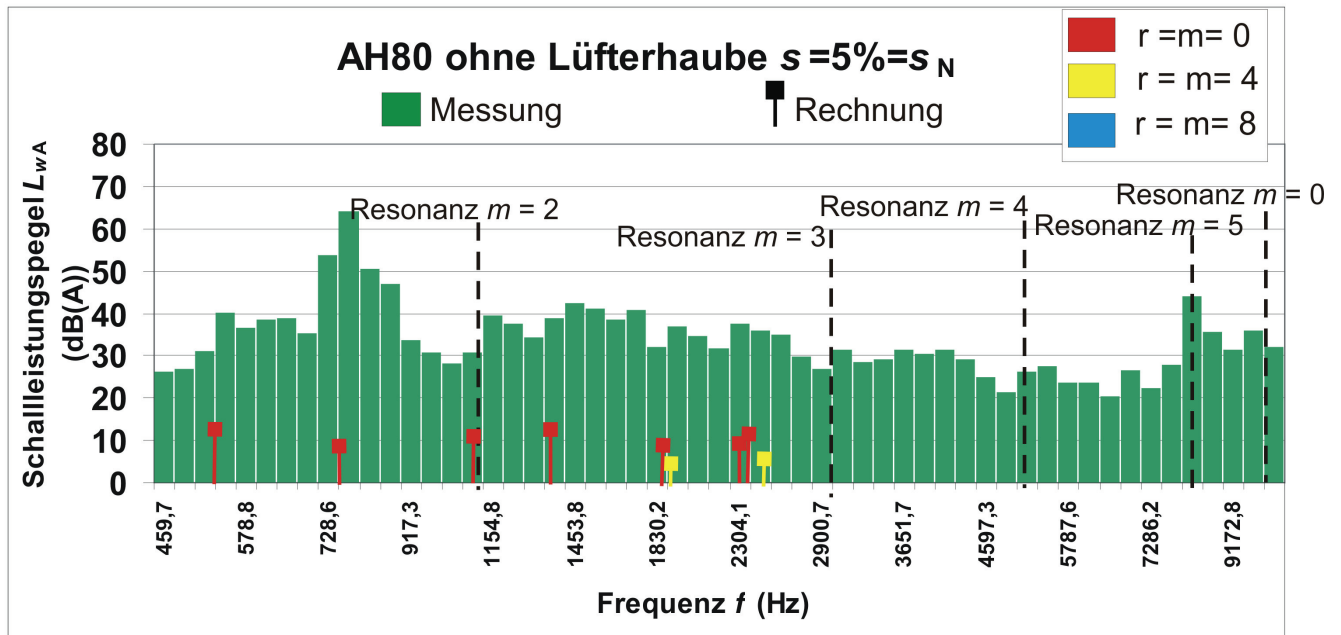
**Abbildung 5.6:** a) FEM-Modell (ANSYS) vom Stator des Motors AH80 mit Berücksichtigung der Wicklung (Nutfüllgrad Wicklungskupfer 44 %), des Nutharzes (Nutfüllgrad 56 %) und des Gehäuses aus Aluminium. Weiterhin wurde das Aufschrumpfen des Gehäuses auf das Statorblech durch ein Untermaß (0,05 mm) zwischen Außendurchmesser des Statorblechpakets  $d_{sa}$  und dem Innendurchmesser des Gehäuse Rahmens  $d_{geh,i}$  berücksichtigt. b) Ergebnis der Modalanalyse des Modells aus a) (Materialparameter gemäß Tabelle 5.2).

**Tabelle 5.3:** Vergleich der analytischen Berechnungsmethoden nach Jordan [71] und Frohne [106] mit den FEM- Berechnungen (Modalanalyse ANSYS) für den Motor der AH80 (vgl. [114]).

Mode $m$	Analytisch berechnete Resonanzfrequenz $f_{res,m}$		Resonanzfrequenz $f_{res,m}$ (Modalanalyse FEM ANSYS)
	Jordan	Frohne	Siehe Abbildung 5.6b)
0	7902 Hz	9967 Hz	10040 Hz
2	898 Hz	1116 Hz	1096 Hz
3	2487 Hz	3008 Hz	2898 Hz
4	4631 Hz	5419 Hz	5151 Hz
5	7231 Hz	8168 Hz	8218 Hz

Abbildung 5.7 zeigt die analytische Vorbereitung mit der in Kapitel 5.1 vorgestellten Methode nach Jordan [71] im Vergleich zu den gemessenen Schallleistungspegeln  $L_{wA}$ . Die Messwerte wurden vom industriellen Partner gemäß [3] im schalltoten Raum ermittelt und freundlicher Weise zur Verfügung gestellt. Es wird deutlich, dass die absoluten Pegel (obwohl dieselben Bezugspegel verwendet wurden) in der Berechnung deutlich kleiner ausfallen als bei den Messungen. Auch der Amplitudengang der Vorbereitung, d.h. die Frequenzstellen großer und kleiner Schallleistungspegel  $L_{wA}$ , stimmen nicht mit der Messung überein. So wird der in der Messung dominante Pegel von ca. 63 dB(A) bei 750-800 Hz in der Vorbereitung viel zu klein berechnet. Bei der Berechnung ergibt sich der größte Schallleistungspegel  $L_{wA}$  mit einem Wert von etwa 14 dB(A) bei ca. 1300 Hz. Das bedeutet, dass mit dieser Methode keine aussagekräftige Vorbereitung der Schallleistungspegel  $L_{wA}$  möglich ist. Zwar werden tendenziell die dominanten Pegel der Messung auch in der Rechnung erfasst, allerdings viel zu klein und mit unzureichender Übereinstimmung der Amplitudengänge. Der in Abschnitt 4.3.4 durchgeführte Vergleich zwischen den numerisch und analytisch berechneten Luftspaltfeldern belegt, dass die Feldoberwellen des Stators und Rotors gut vorberechnet werden, so dass die geringen Fehler bei der Berechnung der Radialkraftdichtewellen als Grund für die großen Unterschiede bei den resultierenden Schallleistungspegeln  $L_{wA}$  ausgeschlossen werden können.

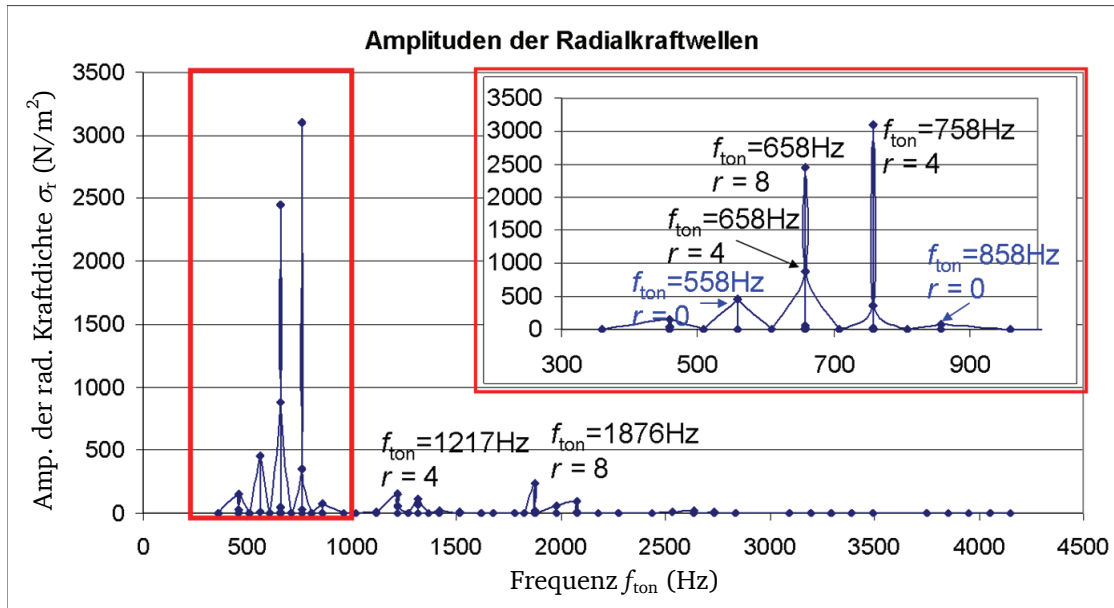




**Abbildung 5.7:** Ergebnis der analytischen Vorausberechnung der Schalleistungspegel  $L_{wA}$  nach *Jordan* mit Berechnung der Resonanzstellen nach *Frohne* im Vergleich mit Messergebnissen im Bemessungsbetrieb des Motors AH80 (vgl. [114]).

Abbildung 5.8 zeigt die Amplituden der Radialkraftdichtewellen  $\hat{\sigma}_r$ , die sich aus der phasenrichtigen Summation aller einzelnen Radialkraftwellen gleicher Frequenz  $f_{\text{ton},r}$  und Ordnungszahlen  $r$  ergeben und bei der Berechnung der Schalleistungspegel  $L_{wA}$  in Abbildung 5.7 verwendet wurden. Die zugehörigen Zahlenwerte sind in Tabelle 5.4 zusammengefasst. Kraftwellen zufolge Sättigung und Exzentrizitäten sind hier nicht berücksichtigt. Es wird deutlich, dass sich die dominanten Anregungen tatsächlich im Frequenzbereich befinden, in dem auch die gemessenen Schalleistungspegel  $L_{wA}$  aus Abbildung 5.7 ihr Maximum aufweisen. In der *Jordan*'schen Methode fallen diese großen Anregungen der Modi  $r = 0$  und 4 allerdings nicht ins Gewicht, da die entsprechenden Resonanzfrequenzen  $f_{\text{res},m=r}$  weit von den anregenden Frequenzen  $f_{\text{ton},r}$  entfernt sind und daher der Resonanzüberhöhungsfaktor  $\eta_r$  gemäß Gleichung (5.1) (siehe auch Abbildung 5.1b) sehr klein wird. Bei der Berechnung nach *Jordan* wird angenommen, dass Radialkraftwellen nur Resonanzen der gleichen Modenummer  $r = m$  anregen können, weswegen die Resonanzstelle vom Mode  $m = 2$  in unmittelbarer Nähe für die dominanten Kraftwellen bei etwa 800Hz keine Rolle spielt. Der Vergleich mit den Messergebnissen lässt den Schluss zu, dass diese starre Kopplung zwischen der Anregung und der Biegeform über den Mode  $r = m$  in der Realität nicht zulässig ist. Es ist zu vermuten, dass Radialkraftwellen vom Mode  $r \neq m$  mehrere Resonanzstellen von Biegeformen anderer Modenzahlen  $r \neq m$  anregen können. Mathematisch ist dies bei Annahme eines frei schwingenden Rings nicht zu begründen. Daher wird im folgenden Kapitel 5.3.3 untersucht, wie sich die in der Realität vorherrschenden Randbedingungen durch die Befestigung der Motoren an den Füßen oder mechanische Randbedingungen durch z.B. den Klemmenkasten des Spannungsanschlusses auf die Vorausberechnung der Resonanzstellen und der Schalleistungspegel  $L_{wA}$  auswirken.





**Abbildung 5.8:** Analytisch berechnete Amplituden der resultierenden Radialkraftdichtewellen  $\hat{\sigma}_r$  ohne Sättigung und Exzentrizität (Addition aller Einzelwellen gleicher Frequenzen  $f_{\text{ton},r}$  und Ordnungszahl  $r$  (vgl. Abbildung 5.3)) bei unterschiedlichen Frequenzen  $f_{\text{ton},r}$  des Motors AH80 im Bemessungsbetrieb.

**Tabelle 5.4:** Zahlenwerte der analytisch berechneten Amplituden der resultierenden Radialkraftdichtewellen  $\hat{\sigma}_r$  ohne Sättigung und Exzentrizität (Addition aller Einzelwellen gleicher Frequenzen  $f_{\text{ton},r}$  und Ordnungszahl  $r$  (vgl. Abbildung 5.3)) bei unterschiedlichen Frequenzen  $f_{\text{ton},r}$  des Motors AH80 im Bemessungsbetrieb.

$f_{\text{ton},r}$ (Hz)	$\hat{\sigma}_r$ (N/m <sup>2</sup> )	$r$	$f_{\text{ton},r}$ (Hz)	$\hat{\sigma}_r$ (N/m <sup>2</sup> )	$r$	$f_{\text{ton},r}$ (Hz)	$\hat{\sigma}_r$ (N/m <sup>2</sup> )	$r$
358,7	0,46	4	1417,4	14,90	0	2634,8	23,64	4
358,7	1,54	8	1517,4	2,8	4	2634,8	1,08	8
458,7	153,32	8	1517,4	5,88	8	2734,8	13,52	8
458,7	30,62	4	1617,4	0,09	8	2734,8	0,79	4
558,7	454,24	0	1617,4	0,02	4	2834,8	0,05	0
658,7	881,67	4	1676,1	0,02	0	3093,5	0,01	0
658,7	2450,90	8	1776,1	0,83	4	3193,5	0,62	4
758,7	353,621	8	1776,1	1,96	8	3193,5	0,79	8
758,7	3097,62	4	1876,1	234,74	8	3293,5	1,05	8
858,7	80,61	0	1876,1	21,40	4	3293,5	2,21	4
958,7	0,55	4	1976,1	55,51	0	3393,5	1,52	0
958,7	0,13	8	2076,1	91,42	4	3493,5	0,01	4
1017,4	0,08	8	2076,1	13,28	8	3493,5	0,002	8
1017,4	0,39	4	2176,1	1,65	8	3852,2	0,004	8
1117,4	10,5	0	2176,1	0,30	4	3852,2	0,002	4
1217,4	153,72	4	2276,1	0,003	0	3852,2	0,004	8
1217,4	54,64	8	2434,8	0,08	8	3952,2	0,004	0
1317,4	118,28	8	2434,8	0,09	4			
1317,4	66,28	4	2534,8	10,24	0			

### 5.3.3. Resonanzfrequenzen des eingespannten Rings

Wie der vorangegangene Abschnitt 5.3.2 gezeigt hat, lassen sich die Schallleistungspegel  $L_{wA}$  des untersuchten Testmotors AH80 im Bemessungsbetrieb bei Annahme einer ringförmigen, frei schwingen-

den Statoranordnung nur sehr ungenau berechnen. In diesem Abschnitt werden die Unterschiede bei der Berechnung der Resonanzfrequenzen  $f_{\text{res}}$  der Biegeschwingungen mit mechanischen Randbedingungen (z.B. Befestigung der Motoren an Füßen) untersucht.

In [117] werden Ansätze zum Aufstellen entsprechender Differentialgleichungssysteme zur Berücksichtigung z.B. einer festen Einspannung eines Kreisbogens angegeben. Trifft man entsprechende Vereinfachungen, lässt sich gemäß [117] mit viel mathematischen Aufwand auch eine analytisch geschlossene Lösung finden. Ähnliches wird in [112, 118, 119, 120] für elektrische Maschinen diskutiert. Das Studieren dieser Literaturstellen macht schnell deutlich, dass das Finden von analytischen Ansätzen und Lösungen nur mit erheblichem Aufwand und nur für stark vereinfachte Strukturen möglich ist. Daher wird hier eine FEM-Modalanalyse des Stators durchgeführt. Die Ergebnisse der 2D-Simulationen werden anschließend zur Erweiterung der *Jordan'schen* Methode zur Ermittlung der Schallleistungspegel  $L_{\text{wA}}$  verwendet (siehe Abschnitt 5.4).

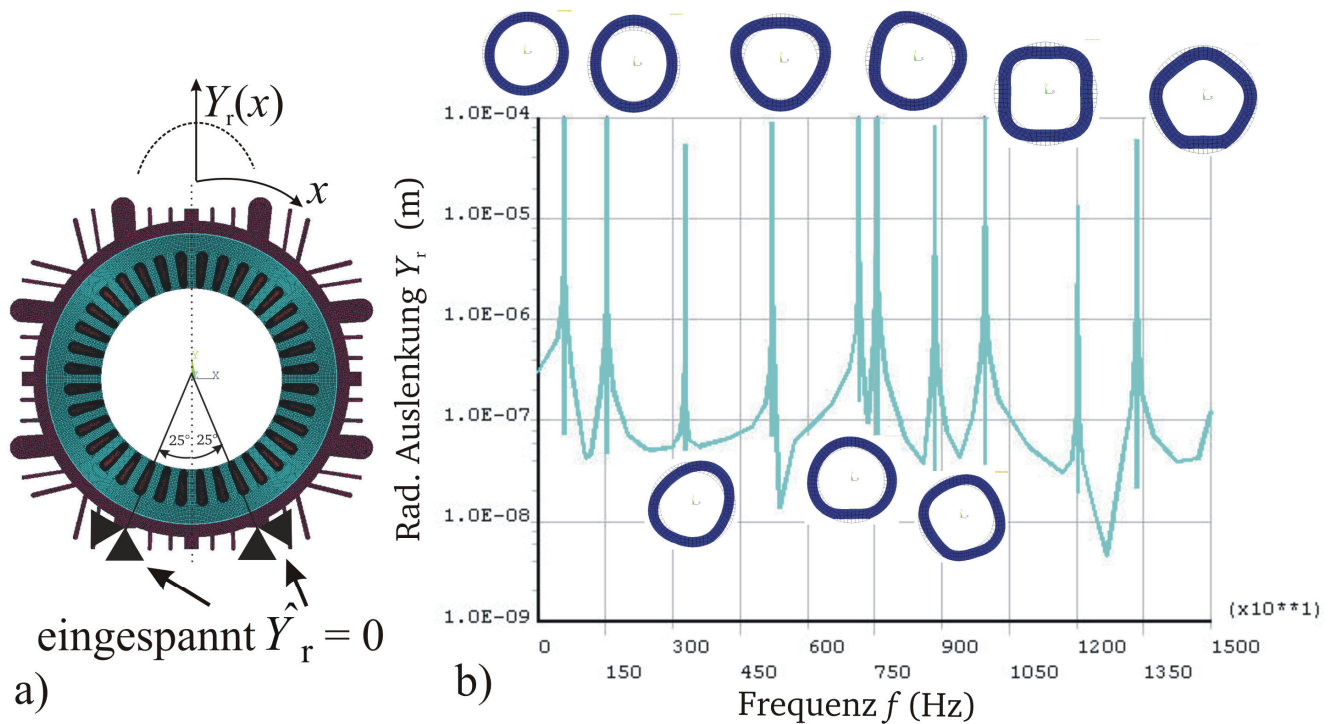
Die 2D-FEM-Untersuchung des Biegeschwungsverhaltens wird in zwei Teilen durchgeführt. Zunächst wird in Abschnitt 5.3.3.1 eine Modalanalyse der an zwei Stellen fixierten Ringstruktur (Abbildung 5.6) durchgeführt und daraus der Frequenzgang  $\hat{Y}_r(f_{\text{ton}})$  ermittelt. Mit dieser Struktursimulation über die „Mode Superposition Method“ mit dem FEM-Programm *ANSYS* kann allerdings nicht untersucht werden, inwiefern Radialkraftwellen einer Ordnungszahl  $r$  auch mehrere Resonanzstellen, für die  $r \neq m$  gilt, anregen können. Daher wird in Abschnitt 5.3.3.2 eine 2D-FEM-Untersuchung im Zeitschrittverfahren durchgeführt, bei der Radialkraftwellen unterschiedlicher Ordnungszahl  $r$  mit variierenden Frequenzen  $f_{\text{ton}}$ , aber gleichen Amplituden an der Innenseite des ringförmigen Stators angesetzt werden. Über die Aufzeichnung der Amplituden der sich einstellenden radialen Auslenkungen  $Y_r(t)$  eines Punktes am Außenrand des Rings wird der Frequenzgang  $\hat{Y}_r(f_{\text{ton}})$  ermittelt.

### 5.3.3.1. 2D-FEM-Modalanalyse („Mode Superposition Method“ in *ANSYS*) des eingespannten Rings

Bei den Verfahren der 2D-Modalanalyse des Programms *ANSYS* wird im Frequenzbereich numerisch eine Analyse möglicher Schwingungsformen eines elastischen Objekts durchgeführt. Dabei ermittelt das Programm die Resonanzfrequenzen  $f_{\text{res},m}$  und die zugehörige Schwingungsform, genannt Modus mit der Ordnungszahl  $m$  und schreibt alles in eine Lösungsdatei. Die Schwingungsformen bei den jeweiligen Resonanzfrequenzen kann man sich grafisch anzeigen lassen. Anschließend werden diese Ergebnisse verwendet, um Frequenzgänge der Schwingungsamplitude und Phasenlage zu ermitteln. Betrachtet man die Amplituden der radialen Auslenkung  $\hat{Y}_r(f_{\text{ton}})$  eines Knotens im FEM-Gitternetz des untersuchten Objekts, wie z.B. des schwingenden Rings, bei Anregung des Rings mit verschiedenen Frequenzen, ergeben sich Frequenzgänge der verschiedenen Schwingungsformen. Vorteil dieser Methode ist, dass der Frequenzgang einer beliebigen Anzahl von Modi  $m$  für einen beliebigen Frequenzbereich innerhalb kurzer Zeit bestimmt werden kann, da die Rechnung die lineare Elastizitätstheorie als Grundlage hat.

Es ist weiterhin möglich, mechanische Randbedingungen im FEM-Modell vorzugeben. Abbildung 5.9a) zeigt das verwendete 2D-Modell mit fester Einspannung der Elemente am Außenrand der Ringstruktur unter einem Winkel von  $25^\circ$ , was in etwa der Stelle entspricht, an der der Klemmenkasten an den Motor geschraubt wird. Abbildung 5.9b) zeigt den ermittelten Frequenzgang der radialen Auslenkung  $\hat{Y}_r(f_{\text{ton}})$  eines Punktes am Außenrand des Gehäuserahmens. Tabelle 5.5 stellt die berechneten Resonanzfrequenzen  $f_{\text{res}}$  denen des frei schwingenden Rings aus Tabelle 5.3 gegenüber. Es wird deutlich, dass sich völlig andere und auch doppelt so viele Resonanzfrequenzen ergeben. Ein Blick auf die Schwingungsformen, die die eingespannte ringförmige Struktur bei den Resonanzfrequenzen aufweisen, zeigt, dass keine Zuordnung zu einer einzelnen Modenummer  $m$  wie beim frei schwingenden Ring mehr möglich ist (Abbildung 5.9 im Vergleich mit Abbildung 5.6b). Die durch die Randbedingungen verzerrten Schwingungsformen lassen sich als Kombinationen mehrerer Modi  $m$  des frei schwingenden Rings zusammensetzen. Daher liegt die Vermutung nahe, dass die Resonanzfrequenzen auch durch Kraftwellen mehrerer Ordnungszahlen  $r$  angeregt werden können. Um das zu überprüfen, werden im folgenden Abschnitt 5.3.3.2 Berechnungen im Zeitschrittverfahren durchgeführt, bei denen (wie es in

Realität auch der Fall ist) Kraftwellen einer Ordnungszahl  $r$  mit unterschiedlichen Frequenzen  $f_{\text{ton}}$  von Zeitschritt zu Zeitschritt an der Innenseite des Statorrings entlang wandern und diesen zu Schwingungen anregen.



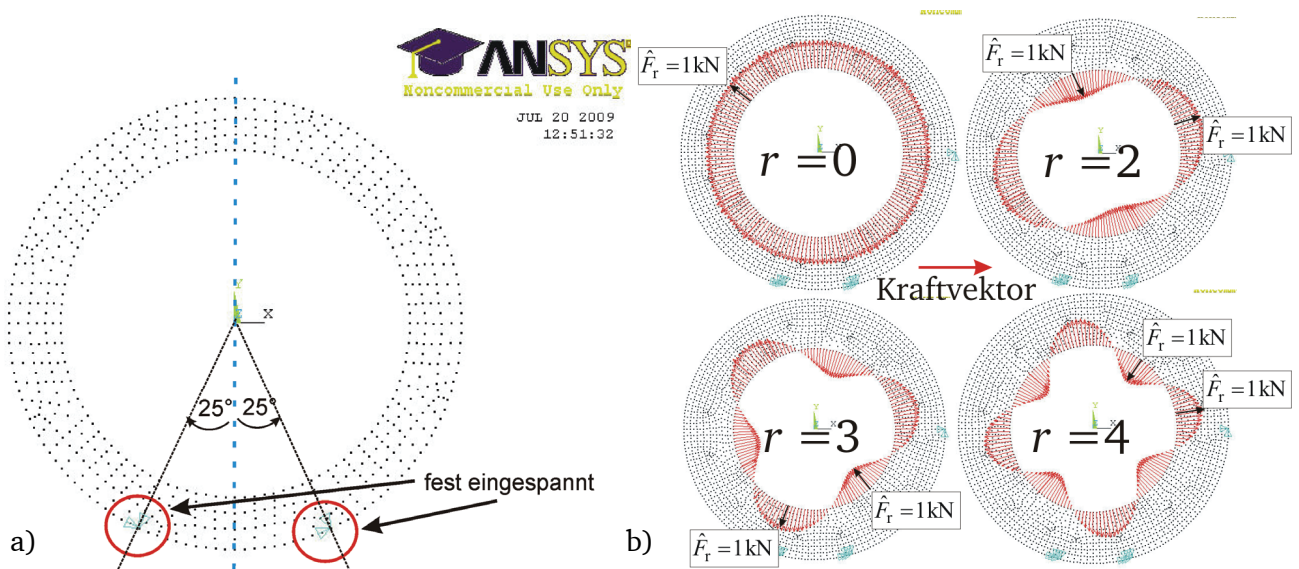
**Abbildung 5.9:** a) FEM-Modell (ANSYS) des eingespannten Stators des Motors AH80 mit Berücksichtigung der Massen der Wicklung (Nutfüllgrad Wicklungskupfer 44 %), des Nutharzes (Nutfüllgrad 56 %) und des Gehäuses aus Aluminium. Weiterhin wurde das Aufschrupfen des Gehäuses auf das Statorblech durch ein Untermaß (0,05 mm) zwischen Außendurchmesser des Statorblechpakets  $d_{\text{sa}}$  und dem Innendurchmesser des Gehäuse Rahmens  $d_{\text{geh,i}}$  berücksichtigt. b) Ergebnis der Modalanalyse des Modells aus a) (Materialparameter gemäß Tabelle 5.2).

**Tabelle 5.5:** Vergleich der Resonanzfrequenzen der Biegeschwingung  $f_{\text{res},m}$  berechnet über eine FEM-Modalanalyse (ANSYS) für den gemäß Abbildung 5.9a) eingespannten Stator im Vergleich zum frei schwingenden Stator aus Abbildung 5.6a) (vgl. [114]). Die bei  $f_{\text{res},m}$  auftretenden Schwingungsformen wurden mit jenen von Abbildung 5.6 verglichen und aufgrund der Ähnlichkeiten Ersatz-Modezahlen  $m^*$  vergeben.

Mode $m^*$	Resonanz- frequenz $f_{\text{res},m}$ (eingespannter Ring)	Resonanz- frequenz $f_{\text{res},m}$ (frei schwingender Ring)
$\approx 1$	577 Hz	1096 Hz ( $m=2$ )
$\approx 2$	1502 Hz	
$\approx 2$	3267 Hz	2898 Hz ( $m=3$ )
$\approx 3$	5217 Hz	
$\approx 3-4$	7148 Hz	
$\approx 3-4$	7358 Hz	5151 Hz ( $m=4$ )
$\approx 3-4$	8839 Hz	
$\approx 4$	9958 Hz	
$\approx 4$	11083 Hz	8218 Hz ( $m=5$ )

### 5.3.3.2. 2D-FEM-Untersuchung im Zeitschrittverfahren mit Anregung des eingespannten Rings durch Radialkraftwellen unterschiedlicher Ordnungszahlen $r$

Durch eine 2D-FEM-Simulation im Zeitschrittverfahren soll untersucht werden, ob Radialkraftwellen der Ordnungszahl  $r$  in der Lage sind, bei einem eingespannten Stator mehrere Resonanzstellen bei unterschiedlichen Frequenzen  $f_{\text{ton}}$  anzuregen, wie es die Messergebnisse und die Schwingungsformen aus der Modalanalyse vermuten lassen. Um die Untersuchung in einem zeitlich überschaubaren Rahmen zu halten, wird das FEM-Modell aus Abbildung 5.9a) zu einem Ring, bestehend aus einem Teil für das Joch aus Stahl und einem Teil für den aufgeschrumpften Gehäuserahmen aus Aluminium, mit deutlich reduzierter Zahl der Elemente (ca. 200) vereinfacht (siehe Abbildung 5.10a). Um vergleichbare Resonanzstellen wie in Tabelle 5.5 zu erhalten, werden die Zahn- und Wicklungsmassen über einen Zuschlagsfaktor  $\Delta = (m_y + m_d + m_{\text{cu}} + m_{\text{harz}})/m_y = 1,817$  auf die Dichte von Eisen  $\rho_{\text{Fe}}$  gemäß  $\rho_{\text{Fe}}^* = \rho_{\text{Fe}} \cdot 1,817$  berücksichtigt (vgl. Gleichung (5.17)). Der Einfluss der Kühlrippen ergibt einen Zuschlag um den Faktor  $\Delta = (m_{\text{geh}} + m_{\text{rippen}})/m_{\text{geh}} = 1,21$  auf den verwendeten Wert für die Dichte  $\rho_{\text{Alu}}$  von Aluminium gemäß Tabelle 5.2 ( $\rho_{\text{Alu}}^* = \rho_{\text{Alu}} \cdot 1,21$ ).

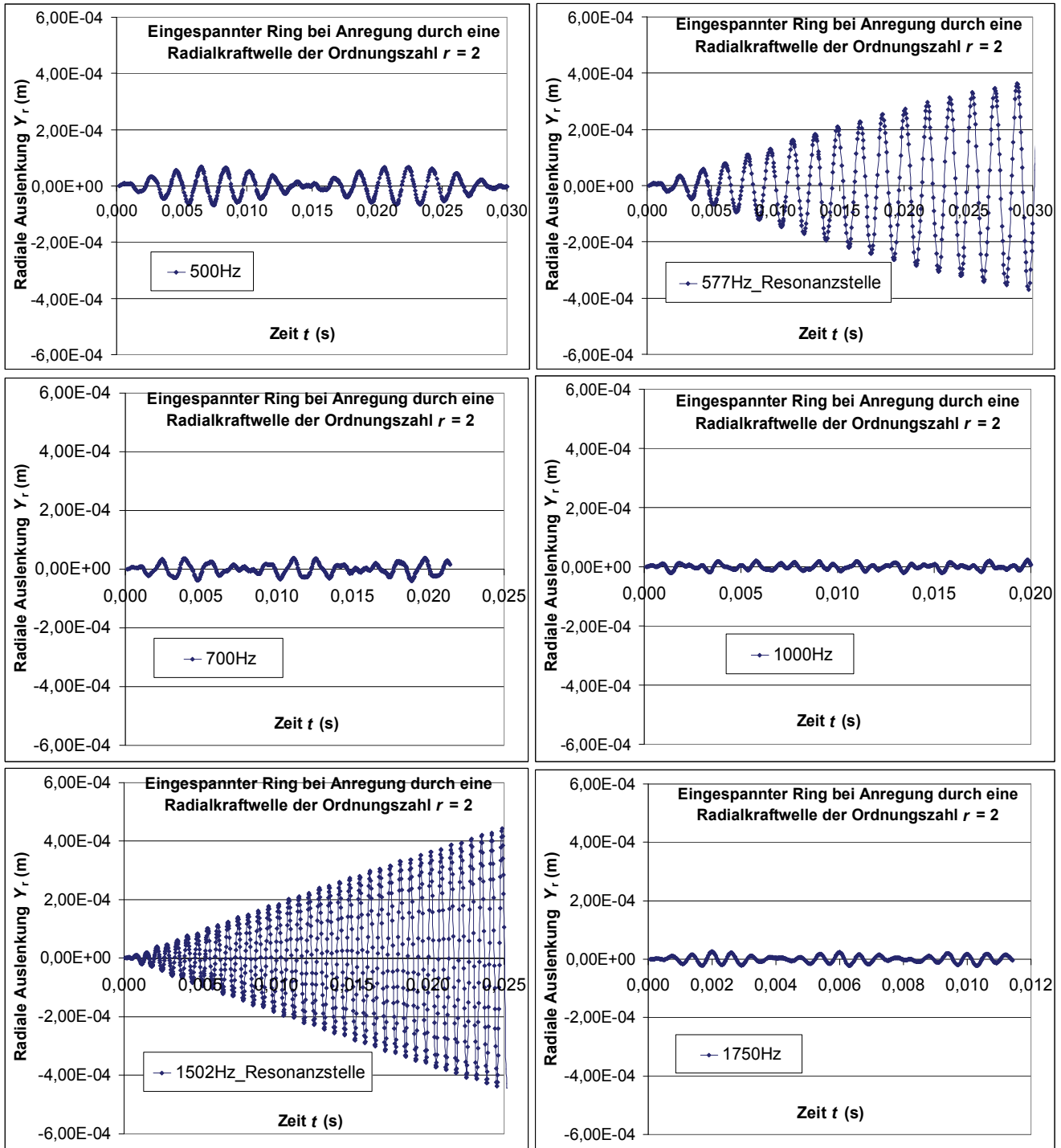


**Abbildung 5.10:** a) FEM-Modell (ANSYS) des Stators vom Motor AH80 als vereinfachte Ringstruktur mit reduzierter Elementenanzahl für die FEM-Untersuchung im Zeitschrittverfahren b) Im FEM-Modell vorgegebene Radialkraftwellen unterschiedlicher Ordnungszahlen  $r$  an der Ringinnenseite für einen Zeitschritt  $t = 0 \text{ s}$ . Die Länge des Kraftvektors entspricht der vorgegebenen radialen Kraft im jeweiligen Knoten an der Innenseite des Rings. Die Amplitude ist für eine bessere Vergleichbarkeit für alle vorgegebenen Kraftwellen mit unterschiedlichen Frequenzen gleich groß ( $\hat{F}_r = 1000 \text{ N}$ ).

Abbildung 5.11 zeigt einen Ausschnitt des Zeitverlaufs der radialen Auslenkung  $Y_r(t)$  eines Knotens am Außenrand des eingespannten Rings im Bereich zweier Resonanzfrequenzen (577 Hz und 1502 Hz) aus der Modalanalyse bei Anregung mit Kraftwellen der Ordnungszahl  $r = 2$ . Man sieht deutlich, dass bei beiden Resonanzfrequenzen der Ring zu starken Schwingungen angeregt wird. Zwischen diesen Frequenzen sinken die Amplituden der Schwingungen stark. Es ist zu erkennen, dass der Ring nicht nur mit der Anregungsfrequenz  $f_{\text{ton}}$  schwingt, sondern dass noch eine niederfrequente Schwingung  $f_{\text{mod}} \ll f_{\text{ton}}$  überlagert ist. Diese Frequenz  $f_{\text{mod}}$  wird geringer, je näher man mit der Anregungsfrequenz  $f_{\text{ton}}$  an eine Resonanzfrequenz  $f_{\text{res}}$  rückt. Der Grund hierfür ist, dass in der FEM-Simulation die Dämpfung des Systems sehr klein ist (siehe Tabelle 5.2), so dass die Eigenschwingung des Systems nach dem „Einschalten“ der Kraftwirkung zum Zeitpunkt  $t = 0$ , also die homogene Lösung der linearen Differentialgleichung, sehr lange benötigt, um durch die wirkende Dämpfung abzuklingen. Dieser Abklingvorgang ist also der durch  $f_{\text{ton}}$  angeregten Schwingung als partikuläre Lösung des DGL-Systems überlagert. Die Rechenzeit wäre viel zu groß, um ein nahezu vollständiges Abklingen der homogenen Lösung abzuwarten. Anhang B zeigt, dass durch Überlagerung der homogenen und partikulären Lösung eine Schwebung bei der hier auftretenden sinusförmigen Kraftanregung auftritt, deren Amplitude mit sin-



kendem Abstand zur Resonanzfrequenz größer wird. Beim Sonderfall  $f_{\text{ton}} = f_{\text{res}}$  wäre die Anregung resonant und die homogene und partikuläre Lösung wären identisch. Die Schwingungsamplitude ist dann wegen der Resonanz und der schwachen Dämpfung sehr groß. Diese Schwebung ist daher als „Einschaltvorgang“ für die Betrachtung nicht weiter von Bedeutung und würde bei entsprechender Wahl einer großen Dämpfung des Systems auch stärker abgedämpft.



**Abbildung 5.11:** FEM-Ergebnisse der radialen Auslenkung  $Y_r(t)$  eines Knotens am Außenrand der Ersatzanordnung aus Abbildung 5.10 a) bei Anregung durch eine Radialkraftwelle mit der Ordnungszahl  $r = 2$  und einige ausgewählte Anregefrequenzen  $f_{\text{ton}}$ . Für die Resonanzstellen liegt das Maximum der Kurven bei der im Modell verwendeten Dämpfung (siehe Tabelle 5.2) weit außerhalb des im Bild zu sehenden (der Übersicht halber reduzierten) Zeitbereichs.



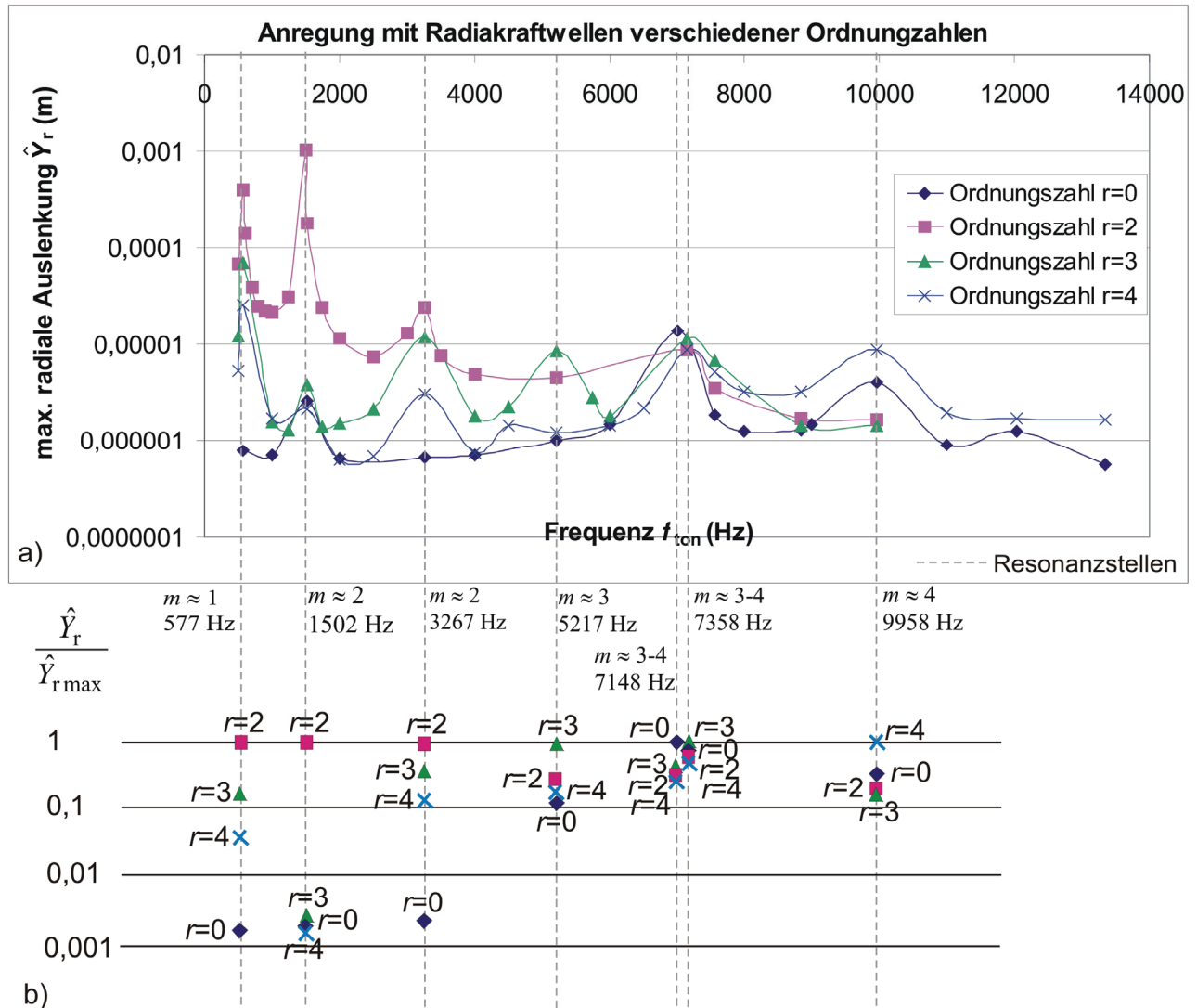
Abbildung 5.12 zeigt den kompletten Frequenzgang  $\hat{Y}_r(f_{\text{ton}})$  der maximalen Amplituden der radialen Auslenkung  $Y_r(t)$  eines Gitterknotens am Außenrand des eingespannten Rings bei Anregung durch Radialkraftwellen der Ordnungszahl  $r = 0, 2, 3$  und  $4$ . Es ist zu erkennen, dass die Frequenzgänge aller Modi Überhöhungen an mehreren Frequenzstellen mit unterschiedlicher Überhöhung aufweisen. Besonders hoch sind die Überhöhungen für den Mode  $r = 2$ . Eine Anregung mit Kraftwellen der Ordnungszahl  $r = 2$  im unteren Frequenzbereich zwischen  $f_{\text{ton}} = 500 \text{ Hz} - 1000 \text{ Hz}$  würde daher mit großer Wahrscheinlichkeit zu großen Schallleistungspegeln  $L_{\text{WA}}$  führen. Es ist damit gezeigt, dass eine Kraftwelle mit der Ordnungszahl  $r$  auf Grund der mechanischen Struktur diese nicht nur bei einer, sondern bei unterschiedlichen Frequenzen resonant anregen kann, wobei die Schwingungsamplituden-Überhöhungen ebenfalls unterschiedlich ist. Dies zeigt, dass das einfache Modell des homogen schwingenden Rings (Abschnitt 5.3.1) unbrauchbar ist; die mechanische Struktur muss viel genauer nachgebildet werden. Kraftwellen mit unterschiedlichen Ordnungszahlen  $r$  regen bei denselben Resonanzfrequenzen Schwingungen mit überhöhter Amplitude an, wobei die Resonanzüberhöhung i.A. umso höher ist, je näher die Ordnungszahl  $r$  der anregenden Kraftwelle bei der Modenzahl  $m$  der angeregten Schwingung liegt (siehe Abbildung 5.12b). Wie Tabelle 5.4 zeigt, treten bei der für den Motor AH80 gewählten Nutkombination  $Q_s/Q_r = 36/28$  nur Kraftwellen der Ordnungszahl  $r = 0, 4$  und  $8$  auf (höhere Ordnungszahlen sind unerheblich). Auch für die Ordnungszahl  $r = 4$  ergeben sich bei den Resonanzfrequenzen  $f_{\text{res},m} = 577 \text{ Hz}$  und  $1502 \text{ Hz}$  Amplitudenüberhöhungen. Die große Anregung bei ca.  $760 \text{ Hz}$  vom Mode  $r = 4$  (Abbildung 5.8) müsste also mit diesen Resonanzfrequenzen bewertet werden und nicht wie in der „klassischen“ Methode nach *Jordan* mit der Resonanzstelle bei der weit entfernten Frequenz von  $f_{\text{res},4} = 5151 \text{ Hz}$  des frei schwingenden Rings (siehe Tabelle 5.5). Es ist zu erwarten, dass dadurch diese Anregung bei  $760 \text{ Hz}$  an Bedeutung gewinnt, wie das auch die Messungen der Schallleistungspegel  $L_{\text{WA}}$  vermuten lassen (vgl. Abbildung 5.7).

Zusammenfassend lässt sich festhalten, dass die 2D-FEM-Strukturuntersuchungen des eingespannten Rings nahe legen, dass Kraftwellen einer Ordnungszahl  $r$  in der Lage sind, mehrere Resonanzstellen anzuregen. Eine Bewertung der Kräfte mit nur einer Resonanzstelle wie bei der „klassischen“ Methode nach *Jordan* ist unzulässig, da keine direkte Zuordnung einer Radialkraftwelle zu den Schwingungsformen an den Resonanzstellen mehr möglich ist. Die Schwingungsformen lassen sich als Kombination mehrerer Schwingungsformen des frei schwingenden Rings beschreiben. Daher wird aufgrund der realistischeren Betrachtung der Statorbiegeschwingungen durch z.B. die Befestigung des Klemmenkastens die Aussagekraft der Vorberechnung der Schallleistungspegel  $L_{\text{WA}}$  nach *Jordan* als unbrauchbar eingestuft. Im folgenden Abschnitt 5.4 werden daher Erweiterungen der Methodik unter Zuhilfenahme der FEM-Ergebnisse vorgeschlagen, die die hier gewonnenen Erkenntnisse aufgreifen und die bis dato unzureichende Vorberechnung des Geräuschverhaltens (vgl. Abbildung 5.7) verbessern sollen.

#### 5.4. Erweiterung der klassischen Vorberechnung der Schallleistungspegel durch Berücksichtigung der mechanischen Randbedingungen

Die FEM-Untersuchungen zum Schwingungsverhalten des frei schwingenden im Vergleich zum eingespannten Stator aus dem vorangegangenen Abschnitt 5.3 hat zu folgenden Erkenntnissen geführt:

- Die Modalanalyse des eingespannten Stators hat ergeben, dass sich im Vergleich zum frei schwingenden Stator deutlich mehr Resonanzstellen  $f_{\text{res}}$  ergeben (vgl. Tabelle 5.5) und dass die entsprechenden Schwingungsformen verzerrt sind und nur in Grundzügen Ähnlichkeit zu den (reinen) Schwingungsformen des frei schwingenden Rings aufweisen (siehe Abbildung 5.9b im Vergleich mit Abbildung 5.6b).
- Die FEM-Untersuchung der eingespannten Ringe (Abschnitt 5.3.3.2) bei Anregung mit Kraftwellen verschiedener Ordnungszahlen  $r$  und Frequenzen  $f_{\text{ton},r}$  im Zeitschrittverfahren hat ergeben, dass anders als bei den frei schwingenden Ringen mehrere Resonanzüberhöhungen in den Frequenzgängen einer Ordnungszahl der Kraftwelle  $r$  sichtbar sind.



**Abbildung 5.12:** a) FEM-Ergebnisse der max. radialen Auslenkung  $\hat{Y}_r(f)$  eines Knotens am Außenrand der Ersatzanordnung aus Abbildung 5.10a) bei Anregung durch eine Radialkraftwelle mit der Ordnungszahl  $r = 0, 2, 3, 4$  und einigen ausgewählten Anregefrequenzen  $f_{\text{ton}}$ . b) aus a) ermittelte Verhältnisse  $\hat{Y}_r/\hat{Y}_{rmax}$  der Amplituden der Radialschwingung bei den unterschiedlichen Resonanzfrequenzen bezogen auf das jeweilige Maximum  $\hat{Y}_{rmax}$  aller Ordnungszahlen  $r$ .

Es zeigt sich auch, dass Kraftwellen mit unterschiedlichen Ordnungszahlen der Kraftwelle  $r$  ein und dieselbe Resonanzstelle unterschiedlich stark anregen können, und zwar in der Regel umso stärker, je näher  $r$  an der Modenzahl der resonanten Schwingungsform liegt.

Um diese Erkenntnisse bei der Geräuschvorausberechnung zu berücksichtigen, wird in Abschnitt 5.4.1 die Methode nach *Jordan* insofern erweitert, dass nicht nur eine Resonanzfrequenz  $f_{\text{res},m=r}$ , sondern mehrere, gewichtete Resonanzfrequenzen zur Bewertung der Wirkung der anregenden Radialkraftwellen verwendet werden. In Abschnitt 5.4.2 wird zusätzlich die Berechnung der relativen Strahlungsleistung  $N_{\text{rel},m}$  erweitert. Ausgehend von der Annahme, dass Radialkraftwellen der Ordnungszahl  $r$  Biegeschwingungen der Modenummer  $m = r$  anregen, wie es für den frei schwingenden Stator in der *Jordan'schen* Methode verwendet wird, kann über die Formel (5.4) ein Wert für  $N_{\text{rel},m=r}$  bestimmt werden. Die FEM-Untersuchungen mit dem eingespannten Stator haben jedoch ergeben, dass keine eindeutige Zuordnung der dort entstehenden Biegeformen zu den Schwingungsformen des frei schwingenden Rings, die die Grundlage der Berechnung der rel. Strahlungsleistung  $N_{\text{rel},m}$  gemäß Formel (5.4) bilden, mehr möglich ist. Daher wird in Abschnitt 5.4.2 eine Methode vorgestellt, die die Biegeform in einzelne Schwingungsformen des frei schwingenden Rings zerlegt und daraus gewichtete rel. Strahlungsfaktoren  $N_{\text{rel},m}$  berechnet, die zu einem Gesamtwert addiert werden.

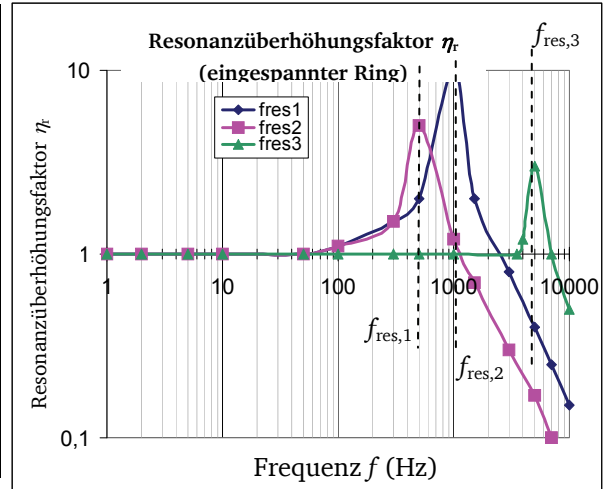
#### 5.4.1. Berücksichtigung mehrerer Resonanzfrequenzen zur Bewertung der anregenden Radialkraftwellen

Die „klassische“ Methode nach *Jordan* [71] bewertet im Falle eines frei schwingenden Stators die Summe der Kraftwellen einer Ordnungszahl  $r$  und Tonfrequenz  $f_{\text{ton},r}$  über den Resonanzüberhöhungsfaktor  $\eta_r$  (5.1) für den Mode  $m = r$ . Die Methode zur Berechnung der Schallleistungspegel  $L_{\text{WA}}$  wurde insofern erweitert, dass es möglich ist, beliebig viele Resonanzstellen für jede Ordnungszahl  $r$  vorzugeben, um der aus der FEM-Untersuchung für den eingespannten Stator gewonnenen Erkenntnis, dass eine Kraftwelle einer Ordnungszahl  $r$  mehrere Resonanzüberhöhungen im Frequenzgang aufweist, Rechnung zu tragen. Daher können die FEM-Ergebnisse einem eigens angefertigten Berechnungsprogramm zur Computer unterstützten Berechnung der Schallleistungspegel  $L_{\text{WA}}$ , wie in Tabelle 5.6 zu sehen, zugänglich gemacht werden. Die Werte ergeben sich aus dem in Abbildung 5.12 zu sehenden FEM-Frequenzgangberechnungen im Zeitschrittverfahren mit dem eingespannten Ring und Anregung durch Radialkraftwellen unterschiedlicher Frequenzen  $f_{\text{ton}}$  und Ordnungszahlen  $r$ . Neben den Resonanzfrequenzen  $f_{\text{res},m}$  für alle zu berücksichtigenden Schwingungsmodi werden auch Gewichtungsfaktoren  $K_{\text{res},m}$  (siehe Tabelle 5.6) angegeben, die es ermöglichen, mehrere gewichtete Resonanzüberhöhungen  $\eta_r$  zur Bewertung einer resultierenden Radialkraftwelle zu berechnen (siehe Abbildung 5.13). Die Gewichtungsfaktoren  $K_{\text{res},m}$  in Tabelle 5.6 ergeben sich aus dem Verhältnis der Amplitude der Radialschwingung  $\hat{Y}_r$  bei der jeweiligen Resonanzfrequenz bezogen auf die maximale Amplitude der Radialschwingung  $\hat{Y}_{\text{rmax}}$  im Frequenzspektrum einer Ordnungszahl  $r$ . Im Gegensatz zu den in Abbildung 5.12b) angegebenen Verhältnissen wird in Tabelle 5.6 nicht auf die größte Amplitude der Radialschwingung  $\hat{Y}_{\text{rmax}}$  aller Ordnungszahlen  $r$  bei der jeweiligen Resonanzfrequenz  $f_{\text{res},m}$  bezogen, sondern es wird für jede betrachtete Ordnungszahl  $r$  getrennt die größte Amplitude der Radialschwingung  $\hat{Y}_{\text{rmax}}$  des gesamten Frequenzgangs als Bezugswert verwendet. Der Programmablauf zur Berücksichtigung mehrfacher Resonanzstellen wird in Abbildung 5.14 dargestellt. Anders als bei der „klassischen“ Methode nach *Jordan* wird eine Schleife über alle  $N = 5$  vorgegebenen Resonanzfrequenzen  $f_{\text{res},m,x}$  getrennt nach der Ordnungszahl  $r = 0$  und  $r \geq 2$  berechnet. Für jede Resonanzstelle wird somit über die entsprechenden, gewichteten Überhöhungsfaktoren  $\eta_r$  eine Amplitude der radialen Auslenkung  $\hat{Y}_{r,x}$  berechnet. Die Summe aller  $N$  Einzelwerte ergibt dann die resultierende Amplitude der radialen Auslenkung  $\hat{Y}_r$ . Damit werden analog zu Abschnitt 5.1 gemäß [71] die durch die entsprechenden Schwingungsamplituden  $Y_r(x,t)$  entstehenden Schallleistungspegel  $L_{\text{WA}}$  ermittelt. Abbildung 5.15 zeigt die mit der um die Vorgabe mehrerer Resonanzstellen  $f_{\text{res},m}$  gemäß Tabelle 5.6 erweiterte Vorausberechnung der Schallleistungspegel  $L_{\text{WA}}$  im Vergleich zu den Messergebnissen. Für die Kraftwellen der Modi  $r > 5$ , für die keine Vorgaben gemacht wurden, wird bis zur Ordnung  $r = 10$  eine Bewertung nach der „klassischen“ Methode [71] mit den ermittelten Resonanzfrequenzen  $f_{\text{res},m}$  des frei schwingenden Rings vorgenommen. Der Einfluss von Radialkraftwellen der Ordnung  $r > 5$  ist generell ohnehin als sehr gering anzusehen. Wie die vorausberechneten Schallleistungspegel  $L_{\text{WA}}$  in Abbildung 5.15 zeigen, ergeben sich im Vergleich zur „klassischen“ Berechnung ohne die Vorgabe von mehreren Resonanzfrequenzen deutlich höhere Schallleistungspegel  $L_{\text{WA}}$ . Damit nähern sich die Berechnungen den Messergebnissen an. Allerdings liegt in der Vorausberechnung das Maximum bei einer Frequenz von ca. 1900 Hz, während die Messung die größten Schallleistungspegel  $L_{\text{WA}}$  bei einer Frequenz von etwa 800 Hz aufzeigt. Die relative Strahlungsleistung  $N_{\text{rel},m}$  wurde in der hier vorliegenden erweiterten Berechnung, wie in Abschnitt 5.1 beschrieben, berechnet. Es wird angenommen, dass jede Radialkraftwelle der Ordnungszahl  $r$  Schallwellen erzeugt, deren relative Strahlungsleistung  $N_{\text{rel},m}$  über den Mode der Anregung  $m = r$  berechnet wird.

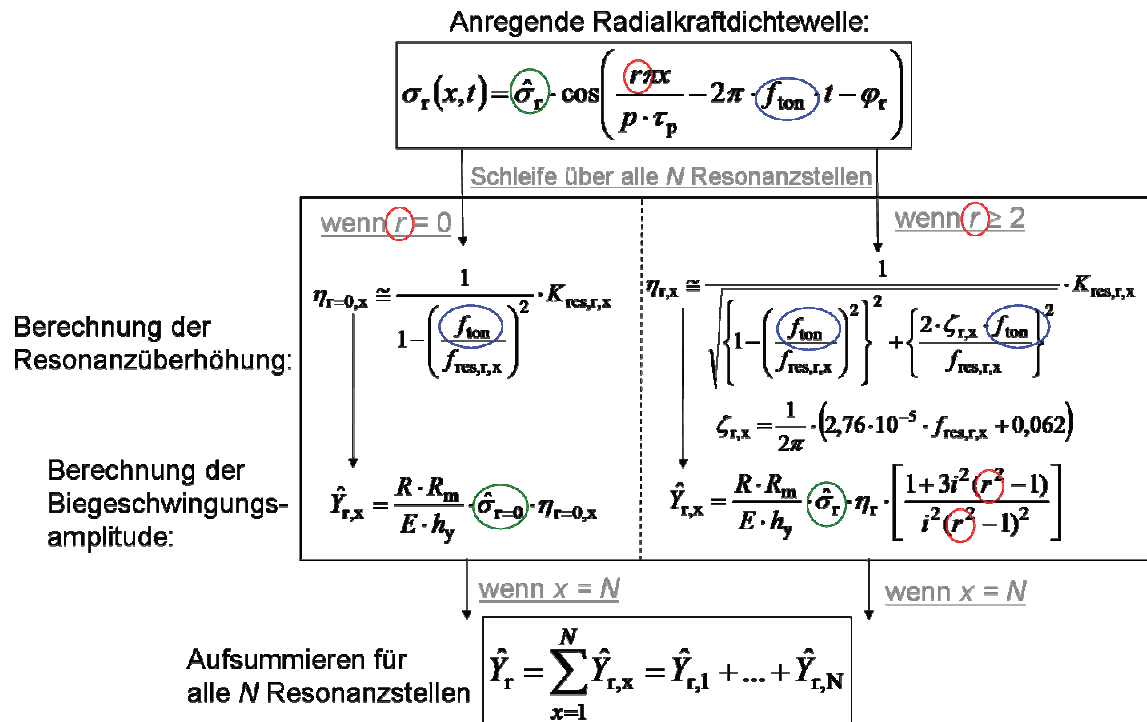
Da allerdings die FEM-Untersuchungen zeigen, dass die Schwingungsformen keinem Schwingungsmodus  $m$  des frei schwingenden Rings eindeutig zugewiesen werden kann (Abbildung 5.9b), ist die Kopplung zwischen der Ordnungszahl  $r$  der Anregung und dem Mode  $m$  der Schwingungsform des frei schwingenden Rings nicht gültig und muss durch eine Berücksichtigung einer Überlagerung der Modi  $m$  zur tatsächlich auftretenden Schwingungsform bei der Berechnung der relativen Strahlungsleistung  $N_{\text{rel}}$  ersetzt werden, was im nächsten Abschnitt 5.4.2 erläutert wird.

**Tabelle 5.6:** Vorgaben für den Motor AH80 für das erweiterte Berechnungsprogramm zur Ermittlung der Schallleistungspegel  $L_{wA}$  für eingespannte Statoren in jedem beliebigen Betriebspunkt. Die  $N=5$  angegebenen Resonanzfrequenzen  $f_{res,m}$  und die zugehörigen Gewichtungsfaktoren  $K_{res,m}$  für die zu berücksichtigenden Modi  $m$  sind aus den FEM-Berechnungen für den Stator mit mechanischen Randbedingungen (siehe Abbildung 5.10 bzw. Abbildung 5.12a) zu entnehmen.

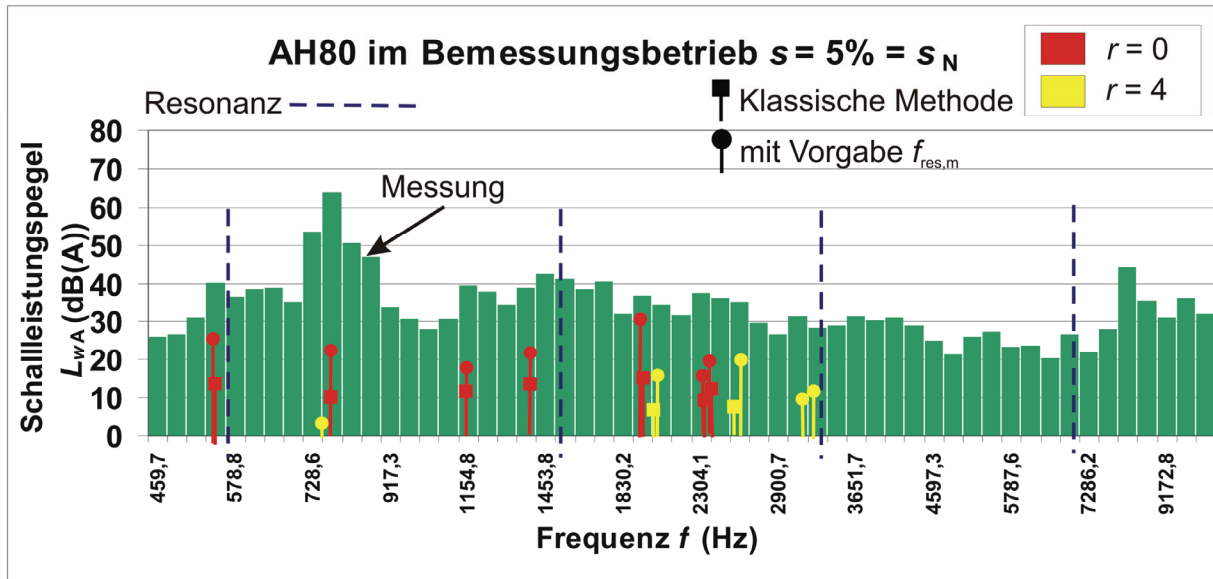
Mode $m$	Vorgegebene Resonanzfrequenz $f_{res,m}$	Gewichtungsfaktor $K_{res,m}$
0	1502 Hz	0,1
0	3267 Hz	0,02
0	7148 Hz	1
0	9958 Hz	0,28
0	11083 Hz	0,01
4	577 Hz	1
4	1502 Hz	0,1
4	3267 Hz	0,12
4	7148 Hz	0,34
4	9958 Hz	0,35



**Abbildung 5.13:** Berechnung von  $N=3$  Resonanzüberhöhungsfaktoren  $\eta_r$  bei Vorgabe von  $N=3$  Resonanzstellen aus der FEM-Berechnung.



**Abbildung 5.14:** Darstellung des Programmablaufs zur Berücksichtigung mehrerer gewichteter Resonanzstellen aus der FEM-Berechnung des eingespannten Stators für die erweiterte Vorausberechnung der Schallleistungspegel  $L_{wA}$  mit den Vorgaben gemäß Tabelle 5.6.



**Abbildung 5.15:** Gemessene im Vergleich zu den vorausberechneten Schallleistungspegeln  $L_{wA}$  für den Motor AH80 im Bemessungsbetrieb. Es wurde die durch die manuelle Vorgabe der Resonanzstellen des eingespannten Rings gemäß Tabelle 5.6 erweiterte Berechnungsmethode aus Abbildung 5.14 verwendet.

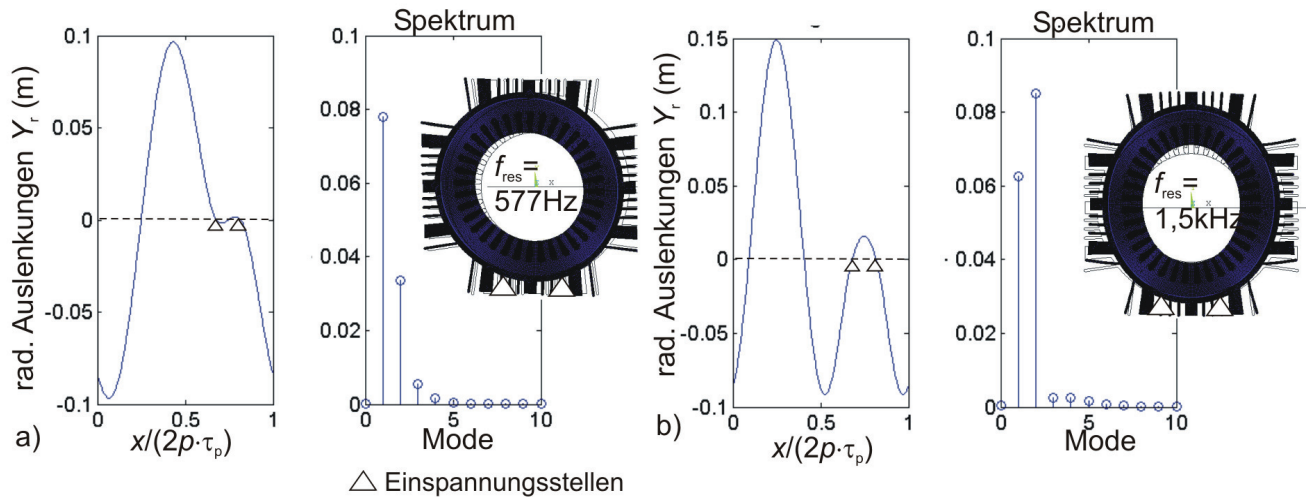
#### 5.4.2. Berücksichtigung der verzerrten Schwingungsformen bei der Berechnung der relativen Strahlungsleistung $N_{rel}$

Abbildung 5.16 zeigt beispielhaft die FEM-Ergebnisse für die Stator-Schwingungsformen des Motors AH80 an zwei unterschiedlichen Resonanzstellen bei  $f_{res} = 577$  Hz und 1502 Hz. Wie in der Abbildung 5.16 zu sehen ist, wird der Stator an zwei Stellen eingespannt. In den Abbildungen sind ebenfalls die jeweiligen Aufteilungen der Schwingungsformen in die einzelnen Amplituden der Schwingungsformen des frei schwingenden Rings sowie die verzerrte tatsächliche Schwingungsform selbst zu sehen. Die FEM-Berechnungen zeigen, dass sich die Schwingungsformen des eingespannten Rings als Summe der Schwingungsformen des frei schwingenden Rings ergeben. Tabelle 5.7 fasst die Anteile (Gewichtungsfaktoren  $G_m$ ) der ersten fünf Modi  $m$  an der gesamten radialen Auslenkung  $Y_r(x)$  zusammen. Alle Anteile zusammengenommen ergeben 100 %, es wird also angenommen, dass die resultierende Schwingungsform größtenteils aus den ersten fünf Modi zusammengesetzt werden kann, was für die hier bedeutsamen Frequenzbereiche auch ausreicht. Damit kann eine Aussage darüber getroffen werden, welchen Anteil der Mode  $m$  an der resultierenden Schwingungsform an jeder betrachteten Resonanzstelle  $f_{res}$  hat.

Um eine Aussage darüber treffen zu können, welche Schwingungsformen sich durch die Schwingungsanregung der einzelnen Radialkraftwellen mit der Frequenz  $f_{ton}$  ergeben, müsste eine FEM-Berechnung für jede ermittelte Radialkraftwelle durchgeführt werden. Aus den berechneten Schwingungsformen sind anschließend (analog zu Abbildung 5.16) die Aufteilungen der Schwingungsformen in die einzelnen Amplituden der Schwingungsformen des frei schwingenden Rings für jede anregende Radialkraftwelle mit der Frequenz  $f_{ton}$  zu berechnen. Die resultierende relative Strahlungsleistung  $N_{rel}$ , die für die jeweilige Schwingungsform gültig ist, kann dann über die ermittelten Aufteilung (vgl. Gewichtungsfaktoren  $G_m$  in Tabelle 5.7) der Schwingungsform in die einzelnen Amplituden der Schwingungsformen des frei schwingenden Rings berechnet werden. Dazu wird der Beitrag jeder der Schwingungsformen des frei schwingenden Rings gemäß Gleichung (5.4) anteilig aufaddiert, wodurch sich die resultierende relative Strahlungsleistung  $N_{rel}$  wie folgt berechnen lässt:

$$N_{rel} = N_{rel,0} \cdot G_{m=0} + N_{rel,1} \cdot G_{m=1} + N_{rel,2} \cdot G_{m=2} + N_{rel,3} \cdot G_{m=3} + N_{rel,4} \cdot G_{m=4} + N_{rel,5} \cdot G_{m=5} \cdot \quad (5.19)$$



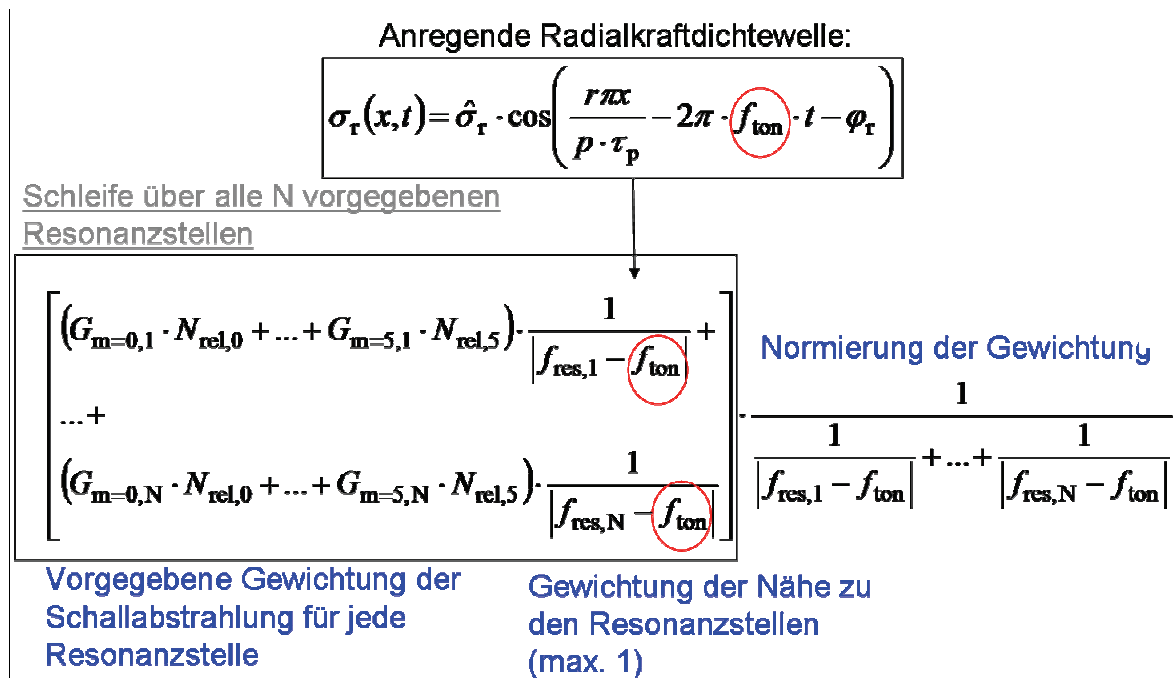


**Abbildung 5.16:** FEM-Berechnung (ANSYS) der Schwingungsform am Umfang des eingespannten Stators des Motors AH80 bei der Resonanzfrequenz  $f_{\text{res}}$  von a) 577 Hz und b) 1,5 kHz. Es sind jeweils der Verlauf der radialen Auslenkung  $Y_r(x)$  zu einem Zeitpunkt  $t = 0$ , gemessen in einem Punkt am Außenrand des Gehäuserahmens, und die Aufteilung in die einzelnen Schwingungsanteile des frei schwingenden Rings als Spektrum angegeben.

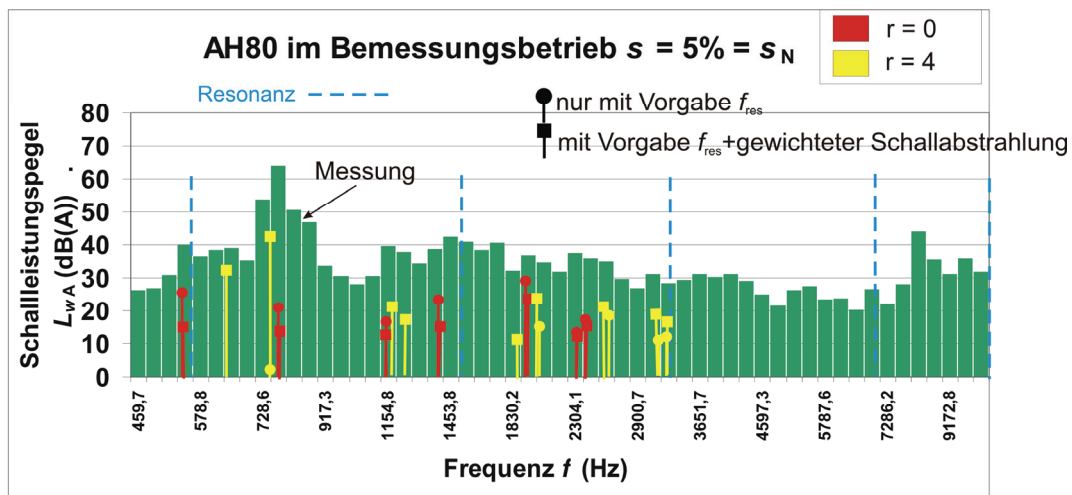
**Tabelle 5.7:** Vorgaben für den Motor AH80 für das erweiterte Berechnungsprogramm zur Ermittlung der Schallleistungspegel  $L_{\text{WA}}$  für eingespannte Statoren in jedem beliebigen Betriebspunkt. Es werden aus den Schwingungsformen der Statoren in dem jeweiligen Resonanzpunkten (siehe Abbildung 5.16) die Anteile der Schwingungsformen des frei schwingenden Rings berechnet, um diese Anteile bei der Berechnung der relativen Strahlungsleistung  $N_{\text{rel}}$  zu berücksichtigen.

Vorgegebene Resonanzfrequenz $f_{\text{res}}$	Mode $m$	Gewichtungsfaktor $G_m$ (%)
$f_{\text{res},1} = 577 \text{ Hz}; m^* \approx 1$	0	0,2
	1	66,5
	2	26,3
	3	4,8
	4	1,6
	5	0,6
$f_{\text{res},2} = 1502 \text{ Hz}; m^* \approx 2$	0	0,2
	1	41,8
	2	56,4
	3	0,9
	4	0,4
	5	0,4
$f_{\text{res},3} = 3267 \text{ Hz}; m^* \approx 2$	0	0
	1	0,6
	2	58,4
	3	31,6
	4	6,9
	5	2,4
$f_{\text{res},4} = 5217 \text{ Hz}; m^* \approx 3$	0	3,4
	1	15,1
	2	19,1
	3	58,1
	4	2,6
	5	1,8

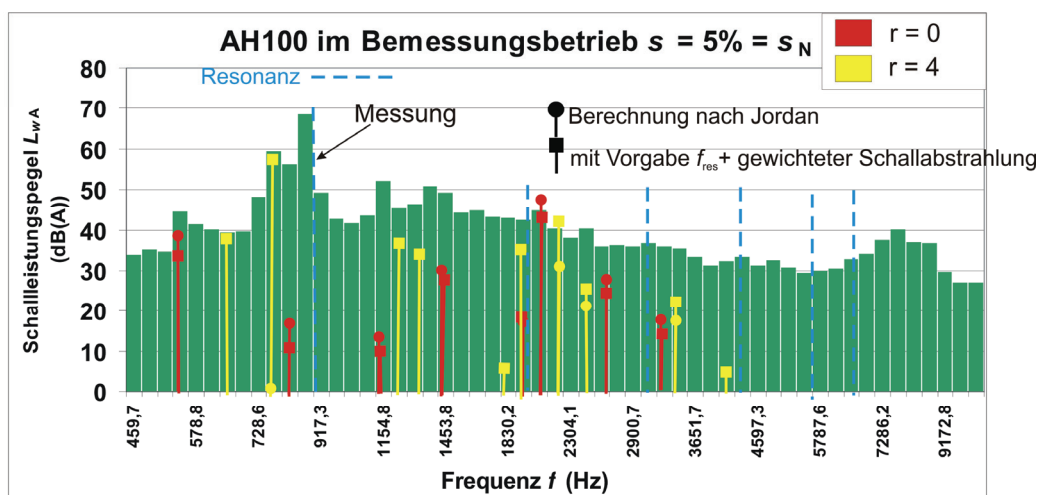
Da eine derartige FEM-Analyse für jede der ermittelten Radialkraftwellen (vgl. Tabelle 5.4) sehr umfangreich ist, wird hier für den Motor AH80 näherungsweise mit den FEM-Ergebnissen für die Resonanzstellen aus Tabelle 5.7 (Tabelle 5.8 für den Motor AH100) gemäß dem Schema in Abbildung 5.17 eine Berechnung der resultierenden relativen Strahlungsleistung  $N_{\text{rel}}$  vorgenommen. Dabei wird angenommen, dass sich die Schwingungsform des Stators bei Anregung durch eine Radialkraftwelle mit der Frequenz  $f_{\text{ton}}$  mit sinkendem Abstand zur Resonanzfrequenz  $f_{\text{res}}$  der Schwingungsform an dieser Resonanzstelle angleicht. Die für die jeweilige Resonanzfrequenz (siehe Tabelle 5.7 für den Motor AH80 und Tabelle 5.8 für den Motor AH100) gemäß Gleichung (5.19) berechnete relative Strahlungsleistung  $N_{\text{rel}}$  wird mit dem Term  $1/|f_{\text{res}} - f_{\text{ton}}|$  multipliziert. Damit wird die für die Resonanzfrequenz  $f_{\text{res}}$  gültige relative Strahlungsleistung  $N_{\text{rel}}$  über die Differenz zur anregenden Frequenz  $f_{\text{ton}}$  gewichtet. Ist die Differenz  $|f_{\text{res}} - f_{\text{ton}}|$  zwischen der Resonanzfrequenz  $f_{\text{res}}$  und der anregenden Frequenz  $f_{\text{ton}}$  groß, so wird der entsprechende Term  $1/|f_{\text{res}} - f_{\text{ton}}|$  klein, wodurch die für diese Resonanzstelle berechnete relative Strahlungsleistung  $N_{\text{rel}}$  einen geringen Beitrag zur gesamten relativen Strahlungsleistung  $N_{\text{rel}}$  leistet. Da der Absolutwert der rel. Strahlungsleistung  $N_{\text{rel}}$  durch die Gewichtungen gerade für Anregungen, deren Frequenz  $f_{\text{ton}}$  nicht in der Nähe einer Resonanzfrequenz  $f_{\text{res}}$  liegt, sehr klein werden kann, muss anschließend mit der Summe aller Gewichtungsfaktoren ( $1/|f_{\text{res},1} - f_{\text{ton}}| + \dots + 1/|f_{\text{res},N} - f_{\text{ton}}|$ ) eine Normierung erfolgen (siehe Abbildung 5.17).



**Abbildung 5.17:** Schematische Darstellung der Programmerweiterung zur Berechnung der rel. Strahlungsleistung  $N_{\text{rel}}$  aus den Vorgaben aus Tabelle 5.7. Im Gegensatz zur „klassischen“ Methode nach *Jordan* kann bei der Annahme eines eingespannten Stators keine starre Zuordnung von rel. Strahlungsleistung  $N_{\text{rel}}$  zur Modenummer  $r$  der anregenden Radialkraftwelle mehr verwendet werden. Die Bewertung der Schallabstrahlung der durch eine Radialkraftwelle erzeugten Vibrationen geschieht hier über den Abstand der Tonfrequenz  $f_{\text{ton}}$  der Kraftwelle zu den Resonanzstellen  $f_{\text{res}}$ .



**Abbildung 5.18:** Gemessene im Vergleich zu den vorausberechneten Schallleistungspegeln  $L_{wA}$  für den Motor AH80 im Bemessungsbetrieb. Es wurde die durch die manuelle Vorgabe der Resonanzstellen des eingespannten Rings gemäß Tabelle 5.6 erweiterte Berechnungsmethode aus Abbildung 5.14 verwendet. Zusätzlich wird die rel. Strahlungsleistung  $N_{rel}$  gemäß des in Abbildung 5.17 zu sehenden Schemas mit den Vorgaben von Gewichtungsfaktoren für  $N=4$  Resonanzstellen (vgl. Tabelle 5.7) ermittelt.



**Abbildung 5.19:** Gemessene im Vergleich zu den vorausberechneten Schallleistungspegeln  $L_{wA}$  für den Motor AH100 im Bemessungsbetrieb. Es wird die klassische Berechnungsmethode nach Jordan [71] mit der in Abschnitt 5.4 erläuterten modifizierten Berechnungsmethode verglichen. In Bezug zu 5.7 für den Motor AH80 werden für den Motor AH100 die in Tabelle 5.8 aufgelisteten Resonanzfrequenzen und Gewichtungsfaktoren für  $N=5$  Resonanzstellen verwendet.

Abbildung 5.18 zeigt die Berechnungsergebnisse für die Schallleistungspegel  $L_{wA}$  bei Verwendung dieser Methode für den Motor AH80 im Vergleich mit der Berechnung, die die rel. Strahlungsleistung  $N_{rel,m}$  „klassisch“ in Abhängigkeit von der Ordnungszahl  $r = m$  der anregenden Kraftwelle berechnet (siehe Abbildung 5.19 für den Motor AH100). Zusätzlich werden die gemessenen Schallleistungspegel  $L_{wA}$  angegeben. Es wird deutlich, dass gerade die Anregungen der Ordnungszahl  $r = 4$  an Bedeutung gewinnen. Die rel. Strahlungsleistung  $N_{rel,m}$  sinkt mit steigender Modenummer  $m$  rapide ab (siehe Abbildung 5.2a). Daher werden die Kraftwellen der Ordnungszahl  $r = 4$  bei z.B. 758 Hz in der „klassischen“ Methode was ihre Geräuschwirkung betrifft stark unterbewertet. Tatsächlich sind Kraftwellen dieser Ordnungszahl  $r$  gemäß Abbildung 5.12 in der Lage die Resonanzstelle in unmittelbarer Nähe bei ca. 577 Hz besonders gut anzuregen. Die Schwingungsform an dieser Resonanzstelle lässt sich gemäß Tabelle 5.7 aus „reinen“ Schwingungsformen wie beim frei schwingenden Ring zusammensetzen, wobei sich die größten Anteile für die Modenummern  $m = 1$  und 2 ergeben. Daher steigt für diese und alle weiteren Kraftanregungen der Ordnungszahlen  $r = 4$  die akustische Wirkung u. U. drastisch an im

Vergleich zu den Ergebnissen mit der „klassischen“ Berechnung der rel. Strahlungsleistung  $N_{\text{rel},m}$ . Im Gegenteil dazu werden die Anregungen mit der Ordnungszahl  $r = 0$  überbewertet, da die rel. Strahlungsleistung  $N_{\text{rel},0}$  die größten Werte ergibt. Eine Berücksichtigung der tatsächlichen Schwingungsformen an dieser Resonanzstelle führt im Falle der Ordnungszahl  $r = 0$  zu kleineren Werten für die rel. Strahlungsleistung  $N_{\text{rel}}$  und damit zu geringeren Schallleistungspegeln  $L_{\text{WA}}$ .

Im Großen und Ganzen jedoch führt die Berücksichtigung der tatsächlichen Schwingungsformen des eingespannten Rings bei der Vorausberechnung der Schallleistungspegel  $L_{\text{WA}}$  zu einer deutlichen Anpassung an die Messergebnisse. Zwar sind die absoluten Pegel nur näherungsweise richtig, es können aber durch die beiden vorgestellten Maßnahmen aus den Abschnitten 5.4.1 und 5.4.2 deutliche Verbesserungen bei der Vorausberechnung der Schallleistungspegel erreicht werden. Die deutlich zu kleinen und verhältnismäßig falschen Vorausberechnungen der „klassischen“ Methode nach *Jordan* [71] können deutlich verbessert werden, so dass nun aussagekräftige Vorausberechnungen der Schallleistungspegel möglich sind.

**Tabelle 5.8:** Vorgaben für den Motor AH100 für das erweiterte Berechnungsprogramm zur Ermittlung der Schallleistungspegel  $L_{\text{WA}}$  für eingespannte Statoren in jedem beliebigen Betriebspunkt. Es werden aus den Schwingungsformen der Statoren in dem jeweiligen Resonanzpunkten (vgl. Abbildung 5.16) die Anteile der Schwingungsformen des frei schwingenden Rings berechnet, um diese Anteile bei der Berechnung der relativen Strahlungsleistung  $N_{\text{rel}}$  zu berücksichtigen.

Vorgegebene Resonanzfrequenz $f_{\text{res}}$	Mode $m$	Gewichtungsfaktor $G_m$ (%)
$f_{\text{res},1} = 382 \text{ Hz}; m^* \approx 1$	0	0,19
	1	65,3
	2	28,3
	3	4,6
	4	1,3
	5	0,3
$f_{\text{res},2} = 919 \text{ Hz}; m^* \approx 2$	0	0,26
	1	40,4
	2	55,0
	3	1,7
	4	1,6
	5	1
$f_{\text{res},3} = 1929 \text{ Hz}; m^* \approx 2$	0	0,1
	1	4,9
	2	52,3
	3	34,4
	4	6,4
	5	1,8
$f_{\text{res},4} = 2947 \text{ Hz}; m^* \approx 3$	0	2,2
	1	15,1
	2	15,1
	3	58,8
	4	5,6
	5	3,2
$f_{\text{res},5} = 4302 \text{ Hz}; m^* \approx 3$	0	1,7
	1	12,4
	2	17,3
	3	52,3
	4	11,5
	5	4,8

## 6. Analytisches Mehrkörpermodell und FEM-Modell zur Vorausberechnung der Erwärmung einer KLASM

Für den Entwurfsprozess von elektrischen Maschinen ist die Kenntnis der sich aufgrund der verschiedenen Verlustkomponenten in den einzelnen Maschinenteilen ergebenden Temperaturen von grundlegender Bedeutung. Zum einen verändern sich die Eigenschaften der verwendeten Materialien und damit auch die Maschinenparameter, und zum anderen dürfen normative Grenztemperaturen gemäß [2] für die verwendete Wicklungsisolierung (Wärmeklasse des verwendeten Isolierstoffs) nicht überschritten werden. Thermische FEM-Modelle stellen neben analytischen Mehrkörpermodellen eine Möglichkeit dar eine Vorausberechnung der Temperaturverläufe durchzuführen. FEM-Simulationen bieten den Vorteil, dass die teilweise unbekannten Strömungsverhältnisse, besonders zwischen den Kühlrippen des Gehäuses, berechnet werden können. In den folgenden Abschnitten werden nach einer kurzen Vorstellung der physikalischen Grundlagen analytische und FEM-Berechnungsmodelle vorgestellt und die Ergebnisse mit Messergebnissen für die Motoren AH80 und AH100 im Bemessungsbetrieb verglichen.

### 6.1. Physikalische Grundlagen des Wärmeersatzschaltbildes

Die Verlustleistungen in einer Maschine werden in den Maschinenteilen in Wärme umgesetzt. Der Wärmeabtransport erfolgt vorwiegend durch Wärmeleitung nach dem *Fourier'schen* Wärmeleitungsgesetz [27, 121, 122] und Konvektion nach dem *Prandtl'schen* Wärmeübergangsgesetz [27, 123]. Eher von untergeordneter Bedeutung ist bei den hier betrachteten KLASM mit maximalen Betriebstemperaturen von unter 150°C der Beitrag der Wärmestrahlung nach dem *Stefan-Boltzmann'schen* Strahlungsgesetz [27, 122].

#### 6.1.1. Wärmeleitung nach dem *Fourier'schen* Wärmeleitungsgesetz

Bei einer Temperaturdifferenz  $\Delta\vartheta$  innerhalb fester, unbewegter flüssiger oder gasförmiger Medien erfolgt der Wärmetransport durch Wärmeleitung. Sie tritt in festen Materialien wie der Wicklung und deren Isolation auf. Der Wärmetransport wird durch das *Fourier'sche* Gesetz der Wärmeleitung beschrieben [27, 122] (siehe Abbildung 6.1):

$$q_{\text{th}} = \frac{P_{\text{th}}}{A} = -\lambda_{\text{th}} \cdot (\vartheta_1 - \vartheta_2), P_{\text{th}} > 0, \text{ wenn } \Delta\vartheta = \vartheta_2 - \vartheta_1 > 0. \quad (6.1)$$

Dabei ist  $q_{\text{th}} = P_{\text{th}}/A$  die Wärmestromdichte,  $P_{\text{th}}$  ist die Wärmeverlustleistung, die als Wärmestrom  $\dot{Q}$  wirkt,  $\lambda_{\text{th}}$  ist die spezifische Wärmeleitfähigkeit des Materials und  $\vartheta_1$  und  $\vartheta_2$  sind die beiden Temperaturwerte zwischen denen die Strecke der Länge  $l$  liegt.

In Analogie zum *ohm'schen* Widerstand der Elektrotechnik kann der thermische Widerstand bei der Wärmeleitung berechnet werden:

$$R_{\text{th}} = \frac{l}{\lambda_{\text{th}} A}. \quad (6.2)$$

Die thermischen Netzwerke können dabei wie elektrische Netzwerke mit Widerstandselementen  $R_{\text{th}}$  aufgestellt und berechnet werden. Elektrische Stromquellen werden durch die Wärmeverlustleistungen als thermische Stromquellen ersetzt. Der elektrische Spannungsfall über dem Widerstand entspricht der Temperaturdifferenz. Tabelle 6.1 zeigt einige Werte  $\lambda_{\text{th}}$  für die spezifische Wärmeleitfähigkeit verschiedener Materialien, die in der späteren Berechnung verwendet werden. Daneben ist für das jeweilige Material zusätzlich die elektrische Leitfähigkeit  $\kappa_{\text{el}}$  aufgeführt, um zu zeigen, dass ein gut elektrisch leitendes Metall in der Regel zugleich ein guter Wärmeleiter ist. Dieser Zusammenhang ist im *Wiedemann-Franz-Lorenz'schen* Gesetz festgehalten [122, 124]:

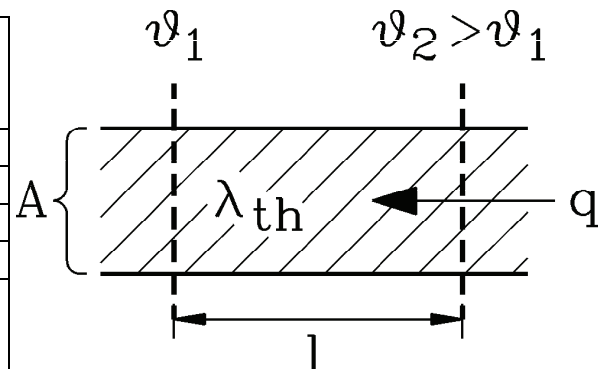


$$T \cdot L = \frac{\lambda_{th}}{\kappa_{el}}. \quad (6.3)$$

Dabei ist  $L = (\pi^2/3) \cdot (k/e)$  die *Lorenz-Konstante* ( $k$ : Boltzmann-Konstante,  $e$ : Elementarladung), welche für Metalle gültig ist, und  $T$  die absolute Temperatur.

**Tabelle 6.1:** Thermische und elektrische Leitfähigkeiten ( $\vartheta = 20^\circ\text{C}$ ) verschiedener Materialien, die für die Modellierung der Motoren AH80 und AH100 benötigt werden.

Material	Wärmeleitfähigkeit $\lambda_{th}$ in (W/(m·K))	elektrische Leitfähigkeit $\kappa_{el}$ in (MS/m)
Kupfer (Cu)	380	57,1
Aluminium (Alu)	237	36,6
Stahlwelle (C 45)	45	6,6
Gusseisen (Fe)	55	8
Blechkpaket (M520-65D) in Blechebenenrichtung (quer dazu)	36 (5)	5,3 ( $\approx 0$ )
Vergussmaterial der Statorwicklung (Harz/Isolation/Luft-Gemisch)	0,17	( $\approx 0$ )
Nomex (150°C; 0,18 mm)	0,14	$1,66 \cdot 10^{-13}$
Luft bei 20°C	0,024	$3 \cdot 10^{-9} \dots 8 \cdot 10^{-9}$



**Abbildung 6.1:** Schaubild zum *Fourier'schen* Gesetz der Wärmeleitung [27].

### 6.1.2. Konvektion nach dem *Prandtl'schen* Wärmeübergangsgesetz

Konvektiver Wärmeübergang tritt immer dann auf, wenn Wärme von einem Festkörper auf ein bewegtes Fluid übertragen wird, wie z. B. vom Gehäuse einer Maschine auf die umgebende Luft. Dieser Vorgang kann gemäß [27, 123] wie folgt beschrieben werden:

$$\frac{P_{th}}{A} = \alpha \cdot \Delta\vartheta. \quad (6.4)$$

Damit lässt sich auch hier analog zu Gleichung (6.2) ein Wärmewiderstand wie folgt definieren:

$$R_{th} = \frac{1}{\alpha \cdot A}. \quad (6.5)$$

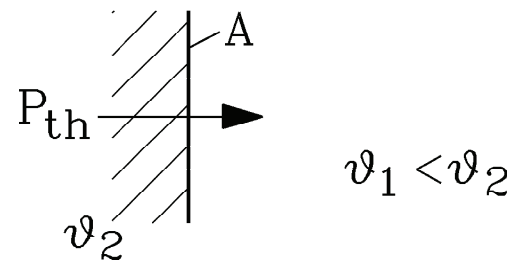
Dabei ist  $\alpha$  der Wärmeübergangskoeffizient zwischen der Oberfläche des Festkörpers und dem sie umströmenden Fluid. Die Schwierigkeit bei dessen Bestimmung liegt darin, dass der Wärmeübergangskoeffizient  $\alpha$  von verschiedenen Faktoren, wie z. B. der Strömungsgeschwindigkeit  $v$ , den Stoffparametern des Fluids und der Oberflächenbeschaffenheit abhängt. Tabelle 6.2 zeigt Näherungsformeln zur Abschätzung der Wärmeübergangskoeffizienten  $\alpha_{Fe, Luft}$  zwischen einer glatten Metalloberfläche und der Umgebungsluft bei Luftkühlung und unterschiedlichen Anströmgeschwindigkeiten  $v_{Luft}$  [27, 122].

Der Wärmeübergangskoeffizient  $\alpha_{geh}$  zwischen dem Motorgehäuse aus Aluminium und der den Motor umgebenden Luft zum Beispiel hängt von verschiedenen Faktoren ab, wie z.B. der Luftgeschwindigkeit  $v_{Luft}$ , der Oberflächenrauigkeit und der Strömungsverhältnisse des umströmten Körpers (turbulent

oder laminar). Lokal können die Wärmeübergangskoeffizienten  $\alpha_{\text{geh}}$  daher stark variieren, weswegen für die analytische Vorausberechnung ein Näherungswert gefunden werden muss, der im Mittel eine richtige Berechnung der Wärmeströme  $\dot{Q}$  ermöglicht.

**Tabelle 6.2:** Näherungsformeln zur Abschätzung der Wärmeübergangskoeffizienten  $\alpha_{\text{Fe,Luft}}$  zwischen einer glatten Metalloberfläche und der Umgebungsluft bei Luftkühlung und unterschiedlichen Anströmgeschwindigkeiten  $v_{\text{Luft}}$  [122].

Strömungsgeschwindigkeit $v$ in m/s	glatte Metalloberfläche $\alpha$ in $\text{W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K})$
natürliche Konvektion ( $v_{\text{Luft}} < 0,5 \text{ m/s}$ )	$\alpha_{\text{Fe,Luft}} = 8$
$v_{\text{Luft}} < 5 \text{ m/s}$	$\alpha_{\text{Fe,Luft}} < 5 = 15 v_{\text{Luft}}^{2/3}$
$v_{\text{Luft}} > 5 \text{ m/s}$	$\alpha_{\text{Fe,Luft}} > 5 = 7,14 \cdot v_{\text{Luft}}^{0,78}$



**Abbildung 6.2:** Konvektiver Wärmestrom  $P_{\text{th}}$  von der Oberfläche  $A$  des Festkörpers mit der Temperatur  $\vartheta_2$  auf das Fluid mit der Temperatur  $\vartheta_1$  [27].

### 6.1.3. Wärmestrahlung nach dem *Stefan-Boltzmann'schen Strahlungsgesetz*

Wärmestrahlung beschreibt die Abstrahlung von Wärme in Form von elektromagnetischen Wellen. Sie ist im Gegensatz zu der Wärmeleitung und der Konvektion an keinen materiellen Träger gebunden und ist daher auch im Vakuum möglich. Ein Wärmestrom  $\dot{Q}$  von einer warmen ( $T_2$ ) zu einer kalten ( $T_1 < T_2$ ) Fläche  $A$  kann durch das *Stefan-Boltzmann'sche Strahlungsgesetz* beschrieben werden [27, 121, 122, 124]. Dabei sind  $T_1$  und  $T_2$  absolute Temperaturen in K:

$$\frac{P_{\text{th}}}{A} = c_s (T_2^4 - T_1^4) = q_{\text{th}}. \quad (6.6)$$

Über die so ermittelte Wärmestromdichte  $q_{\text{th}}$  kann ein äquivalenter Wärmeübergangskoeffizient  $\alpha$  berechnet werden, der dann analog zu Gleichung (6.5) zur Berechnung eines Wärmewiderstandes  $R_{\text{th}}$  verwendet werden kann [27]:

$$\alpha = \frac{P_{\text{th}}}{A \cdot \Delta \vartheta} = \frac{q_{\text{th}}}{\Delta \vartheta} \Rightarrow R_{\text{th}} = \frac{1}{\alpha \cdot A}. \quad (6.7)$$

Der Abstrahlungskoeffizient  $c_s$  hängt von der Oberflächeneigenschaften (Farbe, Rauigkeit) und Materialeigenschaften ab und variiert typischer Weise im Bereich zwischen  $c_s = 4 \dots 5 \cdot 10^{-8} \text{ W}/(\text{m}^2 \text{K}^4)$ . Bei den in dieser Arbeit durchgeführten Untersuchungen spielt die Wärmestrahlung nur eine untergeordnete Rolle, da sie wegen der 4-ten Potenz  $T^4$  merklich erst bei sehr hohen Temperaturen auftritt. Daher wird die Wärmestrahlung im Mehrkörpermodell des folgenden Abschnitts 6.2 nur näherungsweise bei der Berechnung des Wärmübergangswiderstandes zwischen dem Gehäuse und der Umgebungsluft über eine Erhöhung des entsprechenden Übergangskoeffizienten  $\alpha_{\text{Fe,Luft}}$  um ca.  $7 \text{ W}/(\text{m}^2 \text{K})$  (Tabelle 6.2) berücksichtigt. Es ist dann bei natürlicher Konvektion  $\alpha_{\text{Fe,Luft}} \cong 15 \text{ W}/(\text{m}^2 \text{K})$  zu verwenden. Bei erzwungener Konvektion ( $v_{\text{Luft}} > 0,5 \text{ m/s}$ ) wird diese Korrektur vernachlässigt, da der Übergangskoeffizient  $\alpha_{\text{Fe,Luft}}$  dann deutlich größer ist.

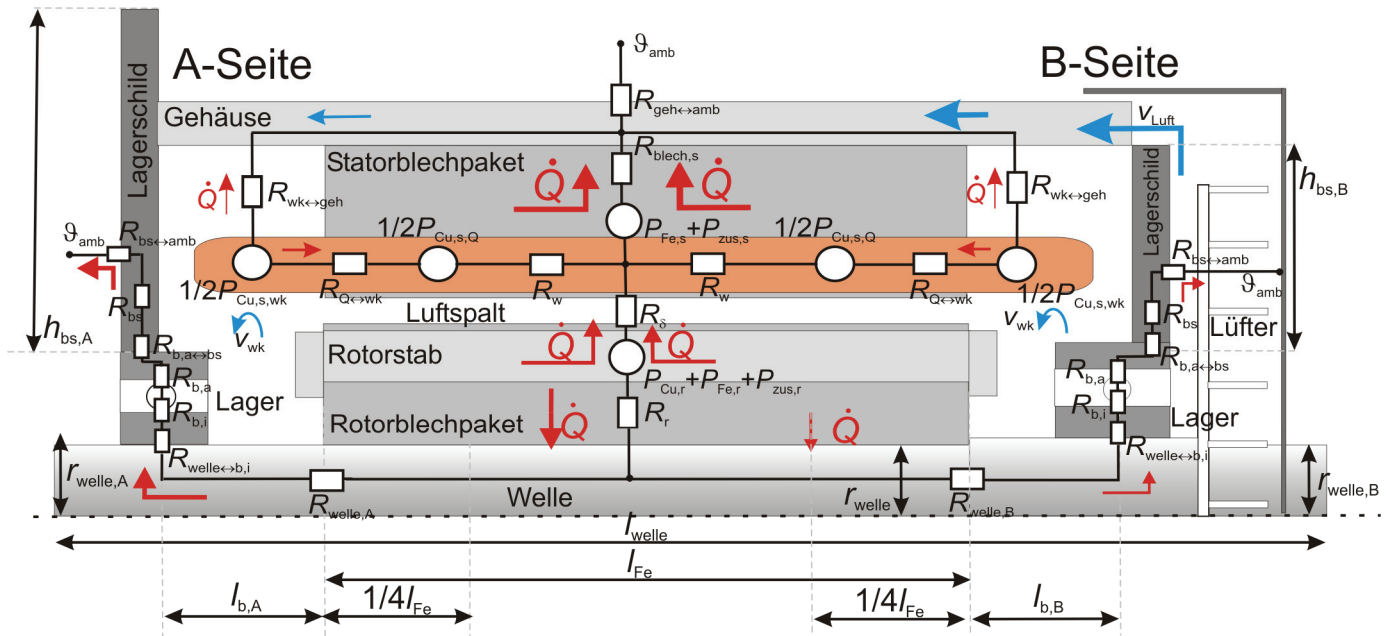
## 6.2. Analytisches Mehrkörpermodell zur Vorausberechnung der Betriebstemperaturen

Zur Vorausberechnung der Betriebstemperaturen einer KLASM wird das in Abbildung 6.3 zu sehende Wärmequellen-Ersatzschaltbild verwendet. Es lehnt sich stark an das in [121] vorgestellte Modell an. Allerdings werden Verlustquellen  $P_{th}$  und Wärmewiderstände  $R_{th}$  zur Erweiterung des Modells zur Berechnung der Wickelkopftemperaturen und der Temperaturen im Lager eingefügt bzw. modifiziert. Im Folgenden werden kurz die zur Berechnung der einzelnen Wärmewiderstände  $R_{th}$  verwendeten Formeln vorgestellt und kurz erläutert. Die Wärmeleitfähigkeiten  $\lambda$  der verwendeten Materialien sind in Tabelle 6.1 zusammengefasst.

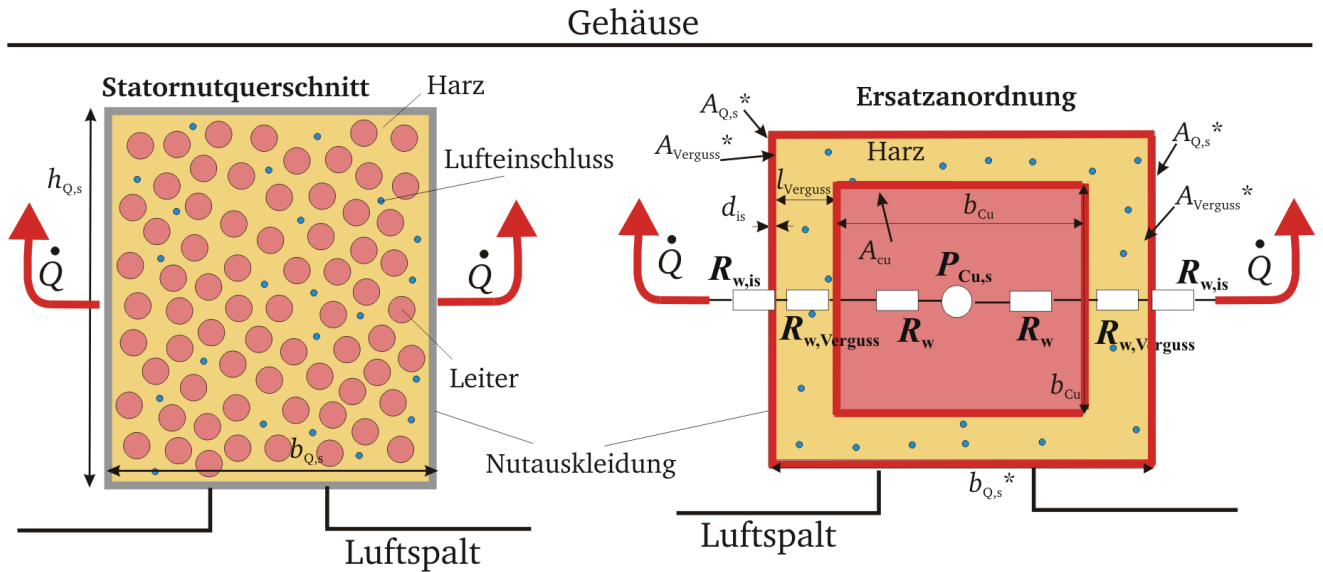
### 6.2.1. Berechnung der Wärmewiderstände

#### 6.2.1.1. Wärmewiderstand der Statorwicklung beim Übergang auf das Blechpaket $R_w$

An dieser Stelle wird der Wärmedurchgangswiderstand  $R_w$  vom Wicklungskupfer zum Ständereisen berechnet. Zur Vereinfachung der Rechnung wird angenommen, dass der Wärmestrom  $\dot{Q}$  überwiegend in Richtung des Gehäuses fließt, da auch eine kleine Wärmestromdichte  $q_{th}$  zum Luftspalt hin auftreten kann. Da die bei den Maschinen vorhandene Träufelwicklung mit der unregelmäßigen Lage der Drähte in der Nut ein komplexes thermisches Netzwerk darstellt, wird sie vereinfacht als massiver Kupferleiter angenommen (Abbildung 6.4). Das Vergussmaterial, bestehend aus Harz, Leiterisolation und Lufteinschlüssen, wird als zusammenhängende Fläche, die den Kupferleiter umhüllt, vereinfacht. Dabei werden die Flächenverhältnisse aus dem Nutfüllfaktor  $k_f = A_{Cu}/A_{Nut}$  ermittelt. Hinzu kommt als äußerste Fläche die verwendete Nutisolation (z.B. Nomex) mit einer Dicke  $d_{is} = 0,18$  mm. Der Wärmestrom  $\dot{Q}$  wird zunächst nur in eine Richtung seitlich fließend angenommen. Die Wärmewiderstände wirken also nur in der linken und rechten Nuthälfte.



**Abbildung 6.3:** Wärmequellen Ersatzschaltbild zur Vorausberechnung der Betriebstemperaturen einer KLASM (vgl. [125]). Aus Symmetriegründen ist nur die obere Hälfte einer KLASM dargestellt.



**Abbildung 6.4:** Darstellung des Nutquerschnitts zur Berechnung der Wärmeübergangswiderstände vom Wicklungskupfer zum Statorblechpaket [121, 126].

Näherungsweise ermittelter Wärmewiderstand des (Ersatz-) Kupferleiters  $R_{w, Cu}$  in den Statornuten:

$$R_{w, Cu} = \frac{\frac{b_{Cu}}{2}}{3 \cdot \lambda_{Cu} \cdot A_{Cu}} \quad \text{mit} \quad A_{Cu} = 4 \cdot b_{Cu} \cdot l_{Fe} \quad (6.8)$$

Dabei wird angenommen, dass der Wärmestrom über die komplette Innenfläche der Ersatznut in Abbildung 6.4 zum Motorgehäuse verläuft. Der Wärmestrom über die untere Nuthälfte zum Luftspalt hin ist deutlich kleiner, da der Luftspalt unterhalb der Statornut im Vergleich zum Statorblechpaket oberhalb der Statornut einen wesentlich größeren Wärmewiderstand darstellt (vgl. Abschnitt 6.2.1.3 und Abschnitt 6.2.1.5).

Der Faktor 3 im Nenner berücksichtigt die räumliche Verteilung der Wärmequellen [126].

**Wärmewiderstand des Vergussmaterials  $R_{w, Verguss}$ :**

$$R_{w, Verguss} = \frac{l_{Verguss}}{\lambda_{Harz} \cdot A_{Verguss}^*} \quad \text{mit} \quad A_{Verguss}^* = (b_{Q, s}^* - 2 \cdot d_{is}) \cdot l_{Fe} \cdot 4 \quad \text{an der Vergussoberfläche} \quad (6.9)$$

Dabei ist:

$b_{Q, s}$  mittlere Nutbreite bei Statornuten mit parallelen Zähnen

$d_{is}$  Dicke der Nomexisolation

$\lambda_{Verguss}$  Wärmeleitfähigkeit des Vergussmaterials der Statorwicklung (beinhaltet Isolation des Drahtlacks, Luftfeinschlüsse zwischen den Wicklungen, Harz)  $\lambda_{Verguss} = 0,17 \text{ W/(m} \cdot \text{K)}$

**Wärmewiderstand der Nutauskleidung (Nomex)  $R_{w, is}$ :**

$$R_{w, is} = \frac{d_{is}}{\lambda_{is} \cdot A_{Q, s}^*} \quad \text{mit} \quad A_{Q, s} = b_{Q, s}^* \cdot l_{Fe} \cdot 4 \quad (6.10)$$

Wie Abbildung 6.4 zeigt, sind alle Widerstände in Reihe zu schalten. Will man im Ersatzschaltbild die gesamten Stromwärmeverluste  $P_{\text{Cu},s}$  der Statorwicklung vorgeben, so ist zu berücksichtigen, dass die Wärmeübergangswiderstände aller  $Q_s$  Nuten parallel zu schalten sind. Daher ergibt sich für den resultierenden Wärmewiderstand der Statorwicklung beim Übergang auf das Blechpaket  $R_w$ :

$$R_w = (R_{w,\text{Cu}} + R_{w,\text{Verguss}} + R_{w,\text{Nomex}}) / Q_s. \quad (6.11)$$

Tabelle 6.3 fasst die für die beiden Motoren berechneten Wärmewiderstände zusammen.

**Tabelle 6.3:** Zusammenfassung der berechneten Wärmewiderstände  $R_w$  für den Übergang von Statorwicklung zum Blechpaket.

Statorseite	Maschine	
thermischer Widerstand	AH80	AH100
Kupferleiter $R_{w,\text{Cu}}$ (K/W)	0,0012	0,0008
Vergussmaterial $R_{w,\text{Verguss}}$ (K/W)	2,651	1,789
Nutauskleidung (Nomex) $R_{w,\text{Nomex}}$ (K/W)	0,851	0,576
<b>Statorwicklung zum Statoreisen <math>R_w</math> (K/W)</b>	<b>0,097</b>	<b>0,065</b>

#### 6.2.1.2. Wärmewiderstand zwischen Statornut und Wickelkopf $R_{Q \leftrightarrow \text{wk}}$ und vom Wickelkopf zum Gehäuse $R_{\text{wk} \leftrightarrow \text{geh}}$

Um die Temperaturen im Wickelkopf, der bei geschlossenen Motoren in der Regel den „HOT SPOT“ (heißester Punkt) der Maschinen darstellt, zu berechnen, werden die Stromwärmeverluste im Stator  $P_{\text{Cu},s}$  in die Anteile  $P_{\text{Cu},s,Q}$  bzw.  $P_{\text{Cu},s,\text{wk}}$ , die innerhalb bzw. außerhalb der Nut anfallen, aufgeteilt und Wärmewiderstände zwischen Nutkupfer und Wickelkopfkupfer  $R_{Q \leftrightarrow \text{wk}}$  sowie zwischen Wickelkopf und Gehäuse  $R_{\text{wk} \leftrightarrow \text{geh}}$  berechnet (Faktor  $1/Q_s$  analog zu (6.11)). Der thermische Widerstand  $R_{Q \leftrightarrow \text{wk}}$  lässt sich bei Annahme identisch aufgebauter A- und B-Seite des Motors (Faktor  $\frac{1}{2}$  in (6.12)) wie folgt abschätzen:

$$R_{Q \leftrightarrow \text{wk}} = \frac{1}{2} \frac{\frac{l_{\text{Fe}}}{4} + \frac{l_b}{4}}{\lambda_{\text{Cu}} \cdot A_{\text{Cu}} \cdot Q_s}. \quad (6.12)$$

Vereinfachend wird angenommen, dass der Wärmestrom je Maschinenhälfte  $\dot{Q}$  in der Nut innerhalb einem Viertel der Eisenlänge  $l_{\text{Fe}}$  seinen Ursprung hat und bis zu einem Viertel der Wickelkopflänge  $l_b$  hineinragt. Zur Berechnung des Wärmeübergangswiderstands  $R_{\text{wk} \leftrightarrow \text{geh}}$  zwischen dem Wickelkopf und dem Gehäuse werden die Ergebnisse aus [127] herangezogen, die eine sehr einfache Näherung, basierend auf Messergebnissen an Standard-KLASM unterschiedlicher Baugröße, beschreiben. Hier wird mit Hilfe von Messungen ein äquivalenter Übergangskoeffizient  $\alpha^*$  für den Wärmeabtransport von Wickelkopf zum Gehäuse bzw. den Lagerschilden in Abhängigkeit der Windgeschwindigkeiten  $v_{\text{wk}}$  im Wickelkopfbereich unterschiedlicher Motoren beschrieben. Da sich bei den hier untersuchten Maschinen keine Lüfterflügel an dem Kurzschlusskäfig befinden, tritt nur die Konvektion zufolge der Läuferumfangsgeschwindigkeit auf, so dass nach [127] für eine Maschinenhälfte gilt:

$$\alpha^* = 6,22 \cdot v_{\text{wk}} \quad (\alpha^* \text{ in } \text{W}/(\text{m}^2\text{K}) \text{ und } v_{\text{wk}} \text{ in } \text{m/s})$$

$$R_{\text{wk} \leftrightarrow \text{geh}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\alpha^* \cdot A_{\text{wk}}}. \quad (6.13)$$



Als aktive Kühlfläche  $A_{wk}$  wird dabei in erster Näherung die Außenfläche des Wickelkopfes verwendet [127]:

$$A_{wk} = l_b \cdot U_{wk} \quad (6.14)$$

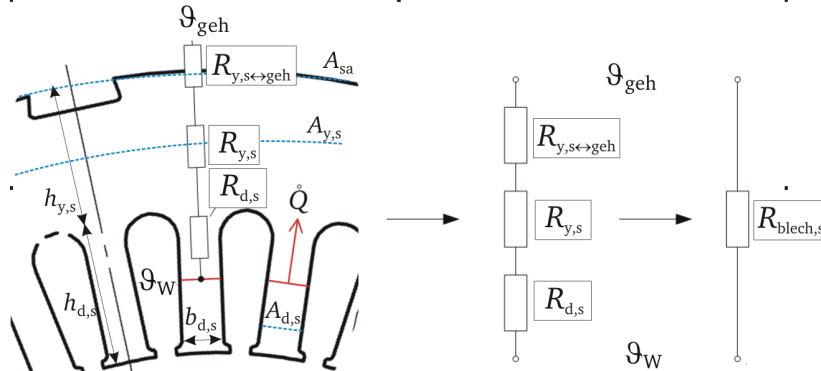
Dabei steht  $l_b$  für die mittlere Länge einer Spule im Wickelkopf je Maschinenseite und  $U_{wk}$  für den äußeren Umfang des Wickelkopfquerschnitts. Die Abschätzung der Windgeschwindigkeiten  $v_{wk}$  im Wickelkopfbereich ist analytisch nur schwer möglich. Hier sind entweder Erfahrungswerte oder Ergebnisse von FEM-Berechnungen (siehe Abschnitt 6.3.2) zu verwenden. Es wurde für beide Motoren ein Wert von  $v_{wk} = 1,0$  m/s verwendet, der sich aus den FEM-Untersuchungen aus Abschnitt 6.3.2 bei Bemessungsdrehzahl ergibt. Tabelle 6.4 fasst die in diesem Abschnitt vorgestellten Berechnungen für die beiden Testmotoren zusammen.

**Tabelle 6.4:** Berechnete Wärmewiderstände für den Übergang von Statornut und Wickelkopf  $R_{Q \leftrightarrow wk}$  und vom Wickelkopf zum Gehäuse  $R_{wk \leftrightarrow geh}$ .

Statorseite	Maschine	
thermischer Widerstand	AH80	AH100
Nutkupfer-Wickelkopf $R_{Q \leftrightarrow wk}$ (K/W)	0,092	0,085
Wickelkopf - Gehäuse $R_{wk \leftrightarrow geh}$ (K/W)	1,869	1,526

### 6.2.1.3. Wärmewiderstand des Statorblechpakets $R_{blech,s}$

Der Großteil der gesamten Stromwärmeverluste des Stators  $P_{Cu,s}$  wird radial über das Ständerblechpaket an das Gehäuse abgeführt. Der radiale thermische Widerstand des Blechpakets  $R_{blech,s}$  setzt sich dabei nach Abbildung 6.5 aus drei Teilwiderständen zusammen, die im Folgenden einzeln betrachtet werden [121, 128]. Der Wärmefluss im Blechpaket in axialer Richtung zu den Außenseiten wird wegen der deutlich kleineren spezifischen Wärmeleitfähigkeit (siehe Tabelle 6.1) vernachlässigt.



**Abbildung 6.5:** Wärmeübergangswiderstände im Statorblechpaket [121].

### Wärmewiderstand der Statorzähne $R_{d,s}$ :

Bei Vorgabe der gesamten Stromwärmeverluste des Stators  $P_{Cu,s}$  gilt:

$$R_{d,s} = \frac{1}{2} \frac{h_{d,s}}{\lambda_{M520-65D} \cdot A_{d,s} \cdot Q_s} \quad \text{mit } A_{d,s} = b_{d,s} \cdot l_{Fe} \quad (6.15)$$

Dabei ist  $\lambda_{M520-65D}$  für die Wärmeflussrichtung in der Blechebene zu verwenden.

**Wärmewiderstand des Statorjochs  $R_{y,s}$ :**

$$R_{y,s} = \frac{h_{y,s}}{\lambda_{M520-65D} \cdot A_{y,s}} \quad \text{mit} \quad A_{y,s} = 2 \cdot \pi \cdot (r_{sa} - \frac{1}{2} h_{y,s}) \cdot l_{Fe} \quad (\text{Stapelfaktor } k_{Fe} \cong 0,97) \quad (6.16)$$

**Wärmeübergangswiderstand zwischen Statorblechpaket und dem Gehäuse  $R_{y,s \leftrightarrow geh}$ :**

Das Gehäuse wird für gewöhnlich auf die Statorbleche geschrumpft oder unter hohem Druck gepresst. Als Wärmeübergangszahl  $\alpha_{y,s \leftrightarrow geh}$  wird nach [121] ein Wert von 4000 W/(m<sup>2</sup>K) verwendet. Der entsprechende Wärmewiderstand  $R_{y,s \leftrightarrow geh}$  kann wie folgt berechnet werden:

$$R_{y,s \leftrightarrow geh} = \frac{1}{\alpha_{y,s \leftrightarrow geh} A_{sa}} \quad \text{mit} \quad A_{sa} = 2 \cdot \pi \cdot r_{sa} \cdot l_{Fe} \quad (6.17)$$

Der resultierende Wärmewiderstand des Statorblechpakets  $R_{blech,s}$  ergibt sich gemäß Abbildung 6.5 aus der Serienschaltung und damit aus der Summe der Widerstände aus den Gleichungen (6.15)-(6.17). Die entsprechenden Werte für die beiden Motoren AH80 und AH100 sind in Tabelle 6.5 zusammengefasst.

**Tabelle 6.5:** Berechnete radial wirksame Wärmewiderstände für das Statorblechpaket  $R_{blech}$ .

Statorseite	Maschine	
thermischer Widerstand	AH80	AH100
Statorzähne $R_{d,s}$ (K/W)	0,016	0,011
Statorjoch $R_{y,s}$ (K/W)	0,009	0,008
Statorblechpaket - Gehäuse $R_{y,s \leftrightarrow geh}$ (K/W)	0,007	0,004
<b>Statorblechpaket <math>R_{blech,s}</math> (K/W)</b>	<b>0,032</b>	<b>0,023</b>

**6.2.1.4. Wärmewiderstand des Gehäuses  $R_{geh}$** 

Die hier untersuchten Motoren AH80 und AH100 haben einen an der Welle angebrachten Lüfter und einen geschlossenen Motorinnenraum (Abbildung 6.3). Der Lüfter sorgt lediglich für eine kühlende Luftströmung mit der Windgeschwindigkeit  $v_{Luft}$  zwischen den Kühlrippen des Gehäuses. Ausführliche Untersuchungen zu diesem Thema wurden in [129] angestellt. Eine vereinfachte Abschätzung [27, 122] des Wärmeübergangskoeffizienten  $\alpha_{geh \leftrightarrow amb}$  für eine metallische Oberfläche bei bewegter Luft erfolgt über die in Tabelle 6.2 angegebenen Näherungsformeln in Abhängigkeit von der Anströmgeschwindigkeit  $v_{Luft}$ . Typischer Weise ist die Formel  $\alpha_{geh \leftrightarrow amb} = 15 v_{Luft}^{2/3}$  (bei  $v_{Luft} < 5 \text{ m/s}$ ) für Standard-KLASM gültig. Eine analytische Vorausberechnung der Windgeschwindigkeiten  $v_{Luft}$  ist nicht möglich. Hier muss entweder auf Vergleichsmessungen oder FEM-Ergebnisse zurückgegriffen werden (vgl. Abschnitte 6.3.1 (Tabelle 6.13), 6.3.3 bzw. 6.3.2)

$$R_{geh \leftrightarrow amb} = \frac{1}{\alpha_{geh \leftrightarrow amb} A_k} \quad \text{mit der } A_k \text{ als Fläche der äußeren Gehäusekühlfläche.} \quad (6.18)$$

Tabelle 6.6 fasst die Wärmewiderstände beider Motoren für unterschiedliche Lastpunkte zusammen.

**Tabelle 6.6:** Berechnete Wärmewiderstände für den Übergang vom Gehäuse zur Umgebungsluft  $R_{\text{geh} \leftrightarrow \text{amb}}$  in unterschiedlichen Lastpunkten. Grundlage für die verwendeten Windgeschwindigkeiten  $v_{\text{Luft}}$  sind die Messergebnisse aus Tabelle 6.13.

Statorseite		Maschine	
thermischer Widerstand		AH80	AH100
Gehäuse $R_{\text{geh} \leftrightarrow \text{amb}}$ (K/W) bei	Leerlauf	0,21	0,10
	0,5 $P_N$	0,21	0,11
	$P_N$	0,22	0,11
	1,5 $P_N$	0,24	0,12

### 6.2.1.5. Wärmeübergangswiderstand des Luftspalts $R_\delta$

Der Luftspalt  $\delta$  zwischen dem Rotor und Stator von KLASM ist im Allgemeinen sehr klein, um den Magnetisierungsbedarf der Maschinen so gering wie möglich zu halten, und da Luftstrecken einen großen magnetischen Widerstand darstellen. Gleichzeitig stellen Luftstrecken mit ruhender Luft auch einen großen thermischen Widerstand dar, da die Wärmeleitfähigkeit von Luft  $\lambda_{\text{Luft}}$  nur etwa 0,028 W/(m·K) (bei 50°C und 1 bar Luftdruck) beträgt. Allerdings findet in dem sehr kurzen Luftspalt  $\delta$  durch Konvektion infolge des rotierenden Läufers und im vernachlässigbar kleinen Maße auch durch Wärmeabstrahlung ein Wärmeaustausch zwischen der heißen Rotoroberfläche und dem Luftspalt und auch zwischen dem Luftspalt, mit der vom Rotor erwärmten Luft, und dem Stator statt.

Im Betrieb wird der Wärmeaustausch durch Luftturbulenzen aufgrund des schmalen Luftspalts und der Aufwirbelung durch die Statornutöffnungen  $s_{\text{Os}}$  verstärkt. Ein Maß zur Abschätzung dieser Wärmeübertragung stellt die „scheinbare“ Wärmeleitfähigkeit  $\lambda_s$  dar [121, 130, 131, 132]. Sie ergibt sich aus Messungen an zwei in Luft rotierenden ineinander liegenden Zylindern, die in [132] vorgestellt werden und an die Arbeiten von [130] angelehnt sind, wobei das Luftvolumen, anders als bei den genutzten Statorblechpaketen, durch eine glatte Oberfläche begrenzt wird. Bezieht man die „scheinbare“ Wärmeleitfähigkeit  $\lambda_s$  auf die Wärmeleitfähigkeit von ruhender Luft  $\lambda_{\text{Luft}}$ , so erhält man die *Nusselt-Zahl*  $Nu$  [121, 122, 129, 130, 131, 132]:

$$Nu = \frac{2 \cdot \lambda_s}{\lambda_{\text{Luft}}} . \quad (6.19)$$

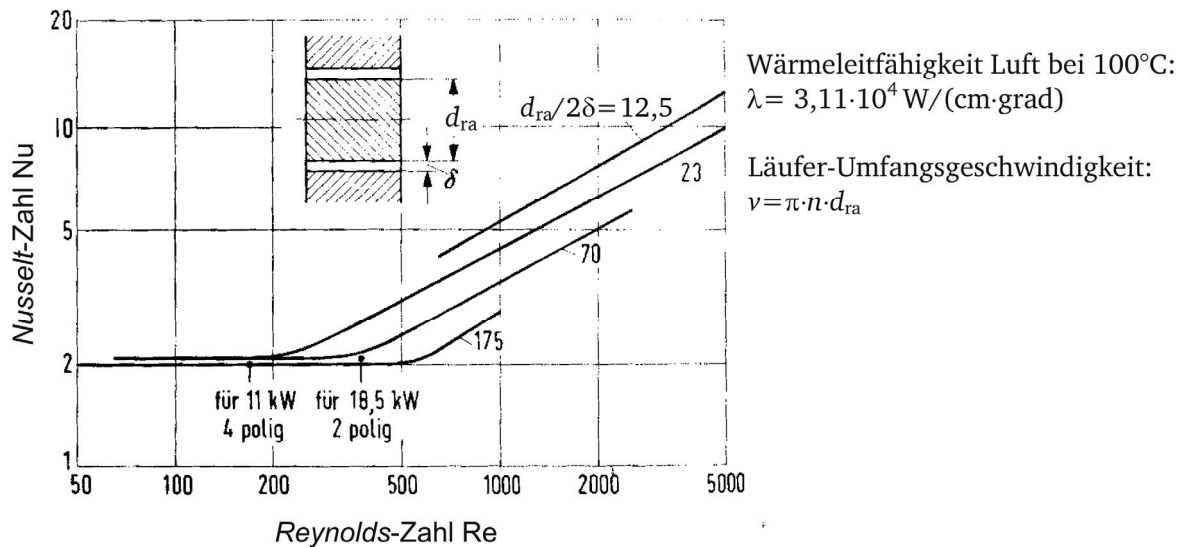
Zur Unterscheidung der laminaren und turbulenten Strömungsverhältnisse wird die *Reynolds-Zahl*  $Re$  [121, 122, 129, 130, 131, 132] verwendet:

$$Re = \frac{v_{u,r} \cdot \delta}{\nu_{\text{Luft}}} , \text{ dabei ist } v_{u,r} = 2 \cdot \pi \cdot n \cdot r_{\text{ra}} . \quad (6.20)$$

Abbildung 6.6 zeigt die Messergebnisse aus [132] für die *Nusselt-Zahl*  $Nu$  in Abhängigkeit der *Reynolds-Zahl*  $Re$  und dem Verhältnis von Läufer-Außendurchmesser  $d_{\text{ra}}$  zu dem doppelten Luftspalt  $2\delta$ . Die *Reynolds-Zahl*  $Re$  muss groß genug sein, um eine turbulente Strömung unterstellen zu können (nur für diese Strömungsart gilt Abbildung 6.6) und ist abhängig von der kinematischen Zähigkeit  $\nu$  (auch kinematische Viskosität genannt) des Mediums bei Betriebstemperatur, vom Luftspalt  $\delta$  und von der Umfangsgeschwindigkeit der Luft an der Rotoroberfläche  $v_{u,r}$ . Der Wärmewiderstand  $R_\delta$  des Luftspaltes  $\delta$  kann mit der aus Abbildung 6.6 abgelesenen „scheinbaren“ Wärmeleitfähigkeit  $\lambda_s$  wie folgt berechnet werden [121]:

$$R_\delta = \frac{\delta}{d_{\text{si}} \cdot \pi \cdot l_{\text{Fe}} \cdot \lambda_s} . \quad (6.21)$$

Die berechneten Wärmeübergangswiderstände der Motoren AH80 und AH100 sind in Tabelle 6.7 zusammengefasst. Aufgrund der relativ kleinen Leerlaufdrehzahl  $n$  von  $1500 \text{ min}^{-1}$  der hier untersuchten 4-poligen Motoren ist die Nusselt-Zahl  $Nu = 2$ . Damit wird die Wärmeleitfähigkeit der Luft im Luftspalt etwa gleich groß wie jene ruhender Luft. Also bleiben die Wärmewiderstände trotz der sehr kleinen Luftspalte  $\delta$  relativ groß, was den Wärmestrom  $\dot{Q}$  vom i. A. heißeren Rotor zum kühleren Stator reduziert.



**Abbildung 6.6:** Messergebnisse der Funktion  $Nu = f(Re)$  für rotierende Zylinderrotoren mit unterschiedlichen Verhältnissen von Rotoraußendurchmesser  $d_{ra}$  zu dem doppelten Luftspalt  $2\delta$  [132].

**Tabelle 6.7:** Berechnungen zum Wärmeübergang von Rotor zu Stator über die Verwendung der scheinbaren Wärmeleitfähigkeit  $\lambda_s$  nach [121, 130, 131, 132] zur Berechnung des Wärmewiderstands  $R_\delta$  des Luftspaltes  $\delta$ .

Stator/Rotor		Maschine	
Werte zur Berechnung des Luftspaltwiderstands		AH80	AH100
Reynolds-Zahl $Re$		47,7	65,8
Nusselt-Zahl $Nu$		2	2
Wärmeleitfähigkeit $\lambda_s$ der Luft bei $100^\circ\text{C}$ ( $\text{W}/(\text{m}^2\text{K})$ )		0,031	0,031
Luftspaltwiderstand $R_\delta$ ( $\text{K}/\text{W}$ ) bei	$50^\circ\text{C}$	0,375	0,280
	$75^\circ\text{C}$	0,352	0,263
	$100^\circ\text{C}$	0,333	0,249
	$150^\circ\text{C}$	0,301	0,225

#### 6.2.1.6. Wärmewiderstand des Rotorblechpakets $R_r$

Die Stromwärmeverluste in den Rotorstäben  $P_{Cu,r}$  werden im Wesentlichen in zwei Richtungen abgeführt, zum einen über den Luftspalt  $\delta$  in Richtung zum Stator, zum anderen in Richtung der Rotorwelle. Der in Druckgusstechnik hergestellte Käfigläufer besteht bei den beiden Testmotoren aus Aluminium und ist vom Rotorblechpaket umgeben. Die Messungen in Abschnitt 4.4.3 zeigen, dass sich zwischen den Stäben und dem Blechpaket keine ausgeprägte Oxidschicht ausbildet und daher nur ein verschwindend kleiner Wärmewiderstand zwischen den Stäben und dem Blechpaket existiert. Im Ersatzmodell greift der Luftspaltwiderstand daher direkt auf die Stabseite des Rotors an (Abbildung 6.3b). In

Richtung der Welle kann der thermische Widerstand in drei Teilwiderstände aufgeteilt werden, die wie folgt berechnet werden:

#### Wärmewiderstand der Rotorzähne $R_{d,r}$ :

Der thermische Widerstand der Rotorzähne kann analog zur Berechnung des thermischen Widerstandes der Statorzähne (6.15) berechnet werden. Werden die Gesamtverluste  $P_{Cu,r} + P_{Fe,r} + P_{zus,r}$  des Rotors als Wärmequelle vorgegeben, so müssen alle thermischen Widerstände der Zähne parallel geschaltet werden, wobei die halbe Zahnlänge als thermisch wirksame Länge verwendet wird:

$$R_{d,r} = \frac{1}{2} \frac{h_{Q,r}}{\lambda_{M520-65D} \cdot A_{d,r} \cdot Q_r} \quad \text{mit } A_{d,r} = b_{d,r} \cdot l_{Fe} \quad (\text{Stapelfaktor } k_{Fe} = 0,97 \text{ angenommen}). \quad (6.22)$$

#### Wärmewiderstand des Rotorjochs $R_{y,r}$ :

Analog zum radial wirksamen thermischen Widerstand des Statorjochs  $R_{y,s}$  (6.16) wird der radial wirksame thermische Widerstand des Rotorjochs  $R_{y,r}$  bestimmt:

$$R_{y,r} = \frac{h_{y,r}}{\lambda_{M520-65D} \cdot A_{y,r}} \quad \text{mit } A_{y,r} = 2 \cdot \pi \cdot (r_{welle} + \frac{1}{2} h_{y,r}) \cdot l_{Fe} \quad (\text{Stapelfaktor } k_{Fe} = 0,97 \text{ angenommen}). \quad (6.23)$$

#### Wärmeübergangswiderstand zwischen dem Rotorjoch und der Rotorwelle $R_{y,r \leftrightarrow welle}$ :

Aufgrund von Oberflächenrauigkeit und Toleranzen der Komponenten tritt wie beim Übergang zwischen Statorblechpaket und dem Gehäusemantel durch Luft einschüsse ein zusätzlicher Übergangswiderstand am Wellensitz des Rotorblechpakets auf. Es wird wie in [121] von einer Wärmeübergangszahl  $\alpha_{y,r \leftrightarrow welle}$  von 4000 W/(m<sup>2</sup>K) ausgegangen:

$$R_{y,r \leftrightarrow welle} = \frac{1}{\alpha_{y,r \leftrightarrow welle} \cdot A_{welle}} \quad \text{mit } A_{welle} = 2 \cdot \pi \cdot r_{welle} \cdot l_{Fe}. \quad (6.24)$$

Tabelle 6.8 fasst die Berechnungen für die Mastermotoren zusammen.

**Tabelle 6.8:** Berechnungen zum Wärmewiderstand des Rotorblechpakets  $R_r$ .

Rotorseite	Maschine	
	AH80	AH100
<b>thermischer Widerstand</b>		
Rotorzähne $R_{d,r}$ (K/W)	0,019	0,009
Rotorjoch $R_{y,r}$ (K/W)	0,032	0,021
Übergang Rotorjoch - Rotorwelle $R_{y,r \leftrightarrow welle}$ (K/W)	0,034	0,018
<b>Rotorblechpaket bis Rotorwelle <math>R_r</math> (K/W)</b>	<b>0,085</b>	<b>0,048</b>

#### 6.2.1.7. Wärmefluss über die Welle

Zur näherungsweisen Berechnung des Wärmeflusses der vom Rotorblechpaket abgeführten Verluste über die Welle in Richtung der Lager und Lagerschilde der A- und B-Seite der KLASM wird das in Abbildung 6.3 zu sehende Prinzipschaltbild zugrunde gelegt. Bei der Berechnung wird dabei zwischen der A- und B- Seite des Motors unterschieden, da beide Seiten unterschiedliche Abstände zwischen der Lagersitzfläche und dem Rotorblechpaket  $l_{b,A}$  bzw.  $l_{b,B}$ , unterschiedliche Abmessungen und Kühlverhältnisse (z. B. ist der Lüfter auf B – Seite angebracht) aufweisen.



**Wärmewiderstände zwischen der Welle und dem Lager  $R_{\text{welle}}$ :**

Es wird angenommen, dass sich der Wärmestrom  $\dot{Q}$  in beide axialen Richtungen längs der Welle aufteilt. Der Wärmewiderstand bis zur Mitte des Kugellagers wird bestimmt. Die Konvektion zwischen Welle und Luft innerhalb des Gehäuses wird vernachlässigt, da die kühlende Oberfläche der Welle gering ist und dort ein geringer Temperaturunterschied herrscht. Es muss nur zwischen A- und B-Seite unterschieden werden, wenn die Wellendurchmesser sich auf beiden Seiten unterscheiden, wie das bei den Testmotoren der Fall ist. Je Maschinenhälfte gilt:

$$R_{\text{welle,A/B}} = \frac{\frac{l_{\text{Fe}}}{4}}{\lambda_{\text{C45}} \cdot A_{\text{welle}}} + \frac{l_{\text{b,A/B}}}{\lambda_{\text{C45}} \cdot A_{\text{b,A/B}}} \quad \text{mit } A_{\text{welle}} = \pi \cdot (r_{\text{welle}}^2 - r_{\text{welle,i}}^2) \quad \text{bei Vollwelle } r_{\text{welle,i}}^2 = 0 \quad (6.25)$$

$$A_{\text{welle,A/B}} = \pi \cdot (r_{\text{welle,A/B}}^2 - r_{\text{welle,A/B,i}}^2).$$

Hinzu kommt der Übergangswiderstand  $R_{\text{welle} \leftrightarrow \text{b,i}}$  zwischen der Welle und dem Lagerinnenring, für den, wie im Falle des auf das Blechpaket aufgeschraubten Gehäuses, ein Übergangskoeffizient  $\alpha_{\text{welle} \leftrightarrow \text{b,i}} = 4000 \text{ W/(m}^2\text{K)}$  [121] gewählt wird:

$$R_{\text{welle} \leftrightarrow \text{b,i}} = \frac{1}{\alpha_{\text{welle} \leftrightarrow \text{b,i}} A_{\text{welle,A/B}}}. \quad (6.26)$$

**Wärmewiderstand der Lager  $R_{\text{b}}$ :**

Eine ausführliche Beschreibung und Möglichkeiten zur Berechnung der Wärmewiderstände von Kugellagern sind in [133] zu finden. Für die in [133] vorgestellten Berechnungen sind genaueste Kenntnisse der verwendeten Schmierstoffe und des Abnutzungszustandes der Lager von Nöten (siehe dazu [95]), die in der Regel nur selten mit ausreichender Genauigkeit verfügbar sind. Daher wird in [133] eine vereinfachte Methode vorgestellt, die die in Abbildung 6.7 zu sehenden Wärmedurchgangskoeffizienten  $k_q$  verwendet. Diese ergeben sich aus Messungen an Kugellagern unterschiedlicher Abnutzungsgrade und Lagersitzflächen  $A_r$ . Für den Wärmestrom aufgrund der Lagerreibungsverluste  $P_{\text{fr}} = \dot{Q}_{\text{fr}}$  gilt [133]:

$$\dot{Q}_{\text{fr}} = k_q \cdot A_{r,i/a} \cdot \Delta \vartheta_{b,i/a}. \quad (6.27)$$

Wobei gilt:

$\dot{Q}_{\text{fr}}$	Lagerreibungsverluste in W
$k_q$	Wärmedurchgangskoeffizient des Lagers in W/(m <sup>2</sup> K)
$A_{r,i/a}$	Lagersitzfläche von Innen – bzw. Außenring in m <sup>2</sup>
$\Delta \vartheta_{b,i/a}$	Temperaturdifferenz zwischen Kugel und Lagerschalen in K an der Lagerinnen-/Außenseite

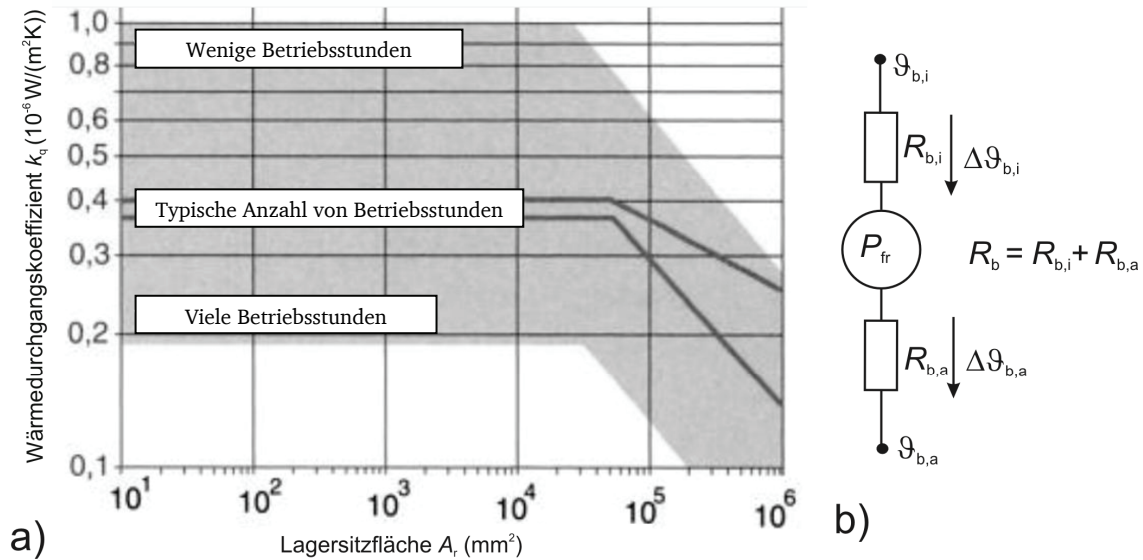
Der Wärmestrom  $\dot{Q}_{\text{fr}}$  durch die Reibungsverluste  $P_{\text{fr}}$  der Kugellager wird im Wesentlichen über den Lageraußenring an die Lagerschilde abgeführt und überlagert sich dem Wärmestrom  $\dot{Q}$ , der die Verluste des Rotors über die Welle abführt. Die thermischen Widerstände des Lageraußen- und Innenrings lassen sich folgendermaßen abschätzen:

Widerstand Kugel – Außenring:

$$R_{b,a} = \frac{1}{k_q A_{r,a}}, \quad \text{wobei für die äußere Lagersitzfläche näherungsweise gilt: } A_{r,a} = \pi \cdot b_{b,a} \cdot d_{b,a}. \quad (6.28)$$

Widerstand Kugel – Innenring:

$$R_{b,i} = \frac{1}{k_q A_{r,i}}, \text{ wobei für die äußere Lagersitzfläche näherungsweise gilt: } A_{r,i} = \pi \cdot b_{b,i} \cdot d_{b,i}.$$



**Abbildung 6.7:** a) Wärmedurchgangskoeffizient  $k_q$  in Abhängigkeit der Lagersitzfläche  $A_r$  für unterschiedliche Abnutzungsgrade der Kugellager [133] b) Thermisches Ersatzschaltbild des Lagers mit Wärmeübergang am Lagerinnen- und Außenring und den Lagerreibungsverlusten  $P_{fr}$  als Wärmequelle.

Die Werte  $b_{b,a/i}$  bzw.  $d_{b,a/i}$  stehen dabei für die Breite bzw. den Durchmesser der äußeren bzw. inneren Lagersitzfläche. Zu beachten ist, dass sich diese Werte für die A- und B-Seite in der Regel unterscheiden. Da der Wertebereich des Wärmedurchgangskoeffizienten  $k_q$  je nach Abnutzungsgrad der Lager zwischen  $0,2 \cdot 10^{-6}$  und  $1,0 \cdot 10^{-6} \text{ W}/(\text{m}^2 \text{ K})$  liegt (Abbildung 6.7a), wird versucht, aus den Messergebnissen (siehe Abschnitt 6.3.4) für die Lagerinnen- und Außentemperatur auf die tatsächliche Wärmeleitfähigkeit der Lager in den vorliegenden Testmotoren mit einer Laufleistung von weit unter 1000 h zu schließen. Dafür wurden iterativ die Lagerwiderstände auf der A- und B-Seite im Ersatzschaltbild (siehe Abschnitt 6.2.3) so lange verändert, bis sich die gemessenen Temperaturdifferenzen einstellen. Tabelle 6.9 vergleicht die berechneten Werte für die Lagerwiderstände auf der A- und B-Seite für die minimalen, maximalen und typischen Werte für den Wärmedurchgangskoeffizienten  $k_q$  aus Abbildung 6.7a) mit den aus Messergebnissen zurückgerechneten Werten für verschiedene Lastpunkte. Im Mittel passen die Berechnungen für die minimalen Wärmedurchgangskoeffizienten  $k_q$  am besten, was aufgrund der nur geringen Laufzeiten der Motoren auch zu erwarten war. Laut [95] nimmt die Wärmeleitfähigkeit des Lagers mit zunehmender Betriebsdauer ab.

### Wärmewiderstände von Außenring des Lagers bis zur Umgebung:

Der Wärmewiderstand zwischen dem äußeren Ring des Kugellagers und der Oberfläche des Lagerschildes  $R_{bs}$  beschreibt die Wärmeleitung durch das Lagerschild und ergibt aufgrund der meist metallischen, dickwandigen Lagerschilde und kurzen Wegstrecken nur kleine Werte (Tabelle 6.10). Es wird angenommen, dass der Wärmestrom  $\dot{Q}$  auf halber Höhe des Lagerschildes tangential austritt. Dies ist ein Ersatz für die Annahme eines über die gesamte Lagerschildfläche auftretenden Wärmestroms. Daher gilt (Abbildung 6.3):

$$R_{bs} = \frac{\frac{h_{bs}}{2}}{\lambda_{Fe} \cdot \left( b_{bs} \cdot 2\pi \frac{h_{bs}}{4} \right)} \quad \text{mit} \quad h_{bs} = r_{bs,a} - r_{bs,i} \quad (6.29)$$

**Tabelle 6.9:** Berechnungen zum Wärmeübergang der Kugellager auf der A- und B-Seite und Vergleich mit Messergebnissen zur Bestimmung der Wärmedurchgangskoeffizienten  $k_q$  der Motoren AH80 und AH100. Der untersuchte Wertebereich für  $k_q$  entspricht dem in Abbildung 6.7a).

Rotorseite		Maschine			
thermischer Widerstand A-Seite/B-Seite		AH80		AH100	
Seite		A	B	A	B
Lagerbezeichnung		6205	6304	6306	6206
minimaler Lagerwiderstand berechnet $R_{b,min,A/B}$ (K/W)		1,26	1,47	0,79	1,27
maximaler Lagerwiderstand berechnet $R_{b,max,A/B}$ (K/W)		6,28	7,35	3,96	6,37
typischer Lagerwiderstand berechnet $R_{b,typ,A/B}$ (K/W)		3,14	3,67	1,98	3,18
aus Messung bestimmter Lagerwiderstand $R_{b,mess,A/B}$ in K/W für (Laufleistung < 1000h)	$P_N$	1,78	1,91	0,92	1,40
	$0,5 P_N$	2,14	2,34	0,92	1,66
	$1,5 P_N$	1,33	1,41	0,71	0,92
	Leerlauf	1,75	1,97	1,00	1,45
Mittelwert $R_{b,av}$ aller Belastungspunkte (K/W)		1,75	1,91	0,89	1,36

Bei der Bestimmung des thermischen Übergangswiderstandes  $R_{bs \leftrightarrow amb}$  zwischen dem Lagerschild auf der A- bzw. B-Seite und der Umgebungsluft wird vereinfacht angenommen, dass die Temperatur innerhalb des Lagerschildes konstant ist. Zwischen der A- und B- Seite wird unterschieden, da unterschiedliche geometrische Maße und Kühlverhältnisse und damit unterschiedliche Werte für die Wärmeübergangszahl  $\alpha_{bs \leftrightarrow amb}$  vorliegen. Für den thermischen Übergangswiderstand  $R_{bs \leftrightarrow amb}$  gilt:

$$R_{bs \leftrightarrow amb} = \frac{1}{\alpha_{bs \leftrightarrow amb} \cdot A_{bs}} \quad \text{mit} \quad A_{bs} = \pi \cdot (r_{bs,a}^2 - r_{bs,i}^2) \quad (6.30)$$

Dabei werden auf der A- und B-Seite folgende Wärmeübergangszahlen  $\alpha_{bs \leftrightarrow amb}$  zu Grunde gelegt:

$\alpha_{bs \leftrightarrow amb} = 15 \text{ W}/(\text{m}^2\text{K})$  (A-Seite, Wert für ruhende Luft inklusive Wärmestrahlung)

$\alpha_{bs \leftrightarrow amb} = 15 v_{Luft}^{2/3} \text{ W}/(\text{m}^2\text{K})$  (B-Seite mit Lüfterrad  $\rightarrow$  forcierte Luftkühlung mit  $v_{Luft}$  aus Messergebnissen oder FEM-Berechnungen)

Tabelle 6.10 zeigt die analytischen Ergebnisse der Wärmewiderstände, die ein Wärmestrom  $\dot{Q}$  von der Rotormitte bis hin zu den Lagerschilden der A- bzw. B-Seite überwinden muss. Da die Rotorwellendurchmesser im Vergleich zu den für die Berechnung des Wärmewiderstands zwischen der Welle und dem Lager  $R_{welle,A/B}$  in Gleichung (6.25) zugrunde gelegten Wege klein sind (siehe Abbildung 6.3), sind die Werte für die Wärmewiderstände relativ groß. Auch der Wärmewiderstand über die Lager  $R_b$  ist vergleichbar groß. Hinzu kommt der geringe Wärmeübergang an den Lagerschilden, da die Luftströmung des Lüfters vorwiegend über die Kühlrippen verläuft. Daher kann über die Welle und die Lagerschilden laut analytischer Berechnung der Wärmewiderstände nur ein sehr kleiner Teil der Verlustwärme im Rotor abgeführt werden. Ein Großteil der Wärme wird daher über den Stator abgeführt, der dadurch zusätzlich erwärmt wird.

**Tabelle 6.10:** Berechnung der am Wärmeabtransport über die Rotorwelle beteiligten Wärmewiderstände der Testmotoren.

Rotorseite	Maschine			
	AH80		AH100	
thermischer Widerstand A-Seite / B-Seite				
Seite	A	B	A	B
Welle (in Richtung Lager) $R_{\text{welle}}$ (K/W)	3,558	2,553	2,069	1,697
Übergang Welle-Lager $R_{\text{welle} \leftrightarrow \text{b,i}}$ (K/W)	0,212	0,265	0,140	0,212
Lagerwiderstand $R_{\text{b}}$ ( $k_{\text{q}}$ aus Messergebnissen) (K/W)	1,781	1,908	0,924	1,398
Übergang Lager-Lagerschild $R_{\text{b,a} \leftrightarrow \text{bs}}$ (K/W)	0,102	0,102	0,058	0,106
Lagerschild Leitung $R_{\text{bs}}$ (K/W)	0,098	0,094	0,096	0,088
Übergang Lagerschild-Umgebung $R_{\text{bs} \leftrightarrow \text{amb}}$ (K/W)	2,745	3,174	1,348	1,911
<b>Gesamter thermischer Widerstand (K/W)</b>	<b>8,495</b>	<b>8,097</b>	<b>4,634</b>	<b>5,412</b>

### 6.2.2. Berechnung der Wärmekapazitäten

Um auch die Anstiegszeiten der Erwärmungen in den jeweiligen Maschinenteilen berechnen zu können, was u. A. für die Prüfung von Maschinen für den explosionsgeschützten Betrieb wichtig ist, müssen die Wärmekapazitäten  $C_{\text{th}}$  im Wärmequellenersatzschaltbild berücksichtigt werden. Sie ergeben sich aus der spezifischen Wärmekapazität  $c_{\text{th}}$  und der Masse  $m = \rho \cdot V$  eines Körpers [27]. Es ergibt sich folgende Beziehung, die für das Wärmequellenersatzschaltbild von Bedeutung ist [27]:

$$m \cdot c_{\text{th}} \frac{d\Delta\vartheta}{dt} = C_{\text{th}} \frac{d\Delta\vartheta}{dt} = P_{\text{th}} \quad (6.31)$$

Im Folgenden werden Formeln zur Berechnung der Wärmekapazitäten  $C_{\text{th}}$  für die wichtigsten Wärmespeicher innerhalb einer elektrischen Maschine vorgestellt. Die berechneten Werte für die beiden Testmotoren AH80 und AH100 werden in Tabelle 6.12 angegeben.

**Tabelle 6.11:** Formeln zur Berechnung der Wärmekapazitäten  $C_{\text{th}}$  der großen Wärmespeicher einer KLASM [121, 131].

Maschinenteil	Formel für die Wärmekapazität $C$
Generell $C_{\text{th}}$	Wärmekapazität $C$ = Masse $m$ · spez. Wärmekapazität $c_{\text{th}}$ Masse $m$ = Volumen $V$ · Dichte $\rho$
Gehäuse $C_{\text{geh}}$	Volumen des Gehäuses: $V_{\text{geh}} = \frac{\pi}{4} \cdot (d_{\text{geh,a}}^2 - d_{\text{sa}}^2) \cdot l_{\text{geh}} \cdot k_{\text{rippen}}$ mit $k_{\text{rippen}} \sim 2,5$ als Zuschlagsfaktor für die Kühlrippen und den Klemmenkasten Masse des Gehäuses: $m_{\text{geh}} = V_{\text{geh}} \cdot \rho_{\text{Alu}}$ Wärmekapazität des Gehäuses: $C_{\text{geh}} = m_{\text{geh}} \cdot c_{\text{Alu}}$
Statorblechpaket $C_{\text{blech,s}}$	Querschnittsfläche des Statorblechpakets: $A_{\text{blech,s}} = \frac{\pi}{4} \cdot (d_{\text{sa}}^2 - d_{\text{si}}^2) - Q_{\text{s}} \cdot A_{Q,s}$ Volumen des Statorblechpakets: $V_{\text{blech,s}} = A_{\text{blech,s}} \cdot l_{\text{Fe}} \cdot k_{\text{Fe}}$ Masse des Statorblechpakets: $m_{\text{blech,s}} = \rho_{\text{M520-65D}} \cdot V_{\text{blech,s}}$ Wärmekapazität des Statorblechpakets: $C_{\text{blech,s}} = m_{\text{blech,s}} \cdot c_{\text{M520-65D}}$
Statorwicklung innerhalb der Nut $C_{\text{w,nut}}$	Volumen des Wicklungskupfers innerhalb der Nuten: $V_{\text{Cu,nut}} = A_{Q,s} \cdot k_{\text{f}} \cdot l_{\text{Fe}} \cdot Q_{\text{s}}$ Masse des Wicklungskupfers innerhalb der Nuten: $m_{\text{Cu,nut}} = \rho_{\text{Cu}} \cdot V_{\text{Cu,nut}}$ Wärmekapazität des Wicklungskupfers innerhalb der Nuten: $C_{\text{Cu,nut}} = m_{\text{Cu,nut}} \cdot c_{\text{Cu}}$ Volumen der Isolationen und des Gießharzes (keine Lufteinschlüsse) innerhalb der Nuten:

	$V_{\text{harz,nut}} = A_{Q,s} \cdot (1 - k_f) \cdot l_{Fe} \cdot Q_s$ <p>Masse der Isolationen und des Gießharzes (keine Lufteinschlüsse) innerhalb der Nuten:  <math display="block">m_{\text{harz,nut}} = \rho_{\text{harz}} \cdot V_{\text{harz,nut}}</math> Wärmekapazität der Isolationen und des Gießharzes (keine Lufteinschlüsse) innerhalb der Nuten: <math>C_{\text{harz,nut}} = m_{\text{harz,nut}} \cdot c_{\text{harz}}</math> Gesamtkapazität: <math>C_{w,nut} = C_{Cu,nut} + C_{\text{harz,nut}}</math></p>
Statorwicklung im Wickelkopf $C_{w,wk}$	<p>Volumen des Wicklungskupfers außerhalb der Nuten: <math>V_{Cu,wk} = A_{Q,s} \cdot k_f \cdot l_b \cdot Q_s</math></p> <p>Masse des Wicklungskupfers innerhalb der Nuten: <math>m_{Cu,wk} = \rho_{Cu} \cdot V_{Cu,wk}</math></p> <p>Wärmekapazität des Wicklungskupfers innerhalb der Nuten: <math>C_{Cu,wk} = m_{Cu,wk} \cdot c_{Cu}</math></p> <p>Volumen der Isolationen und des Gießharzes (keine Lufteinschlüsse) innerhalb der Nuten:  <math display="block">V_{\text{harz,wk}} = A_{Q,s} \cdot (1 - k_f) \cdot l_b \cdot Q_s</math> Masse der Isolationen und des Gießharzes (keine Lufteinschlüsse) innerhalb der Nuten:  <math display="block">m_{\text{harz,wk}} = \rho_{\text{harz}} \cdot V_{\text{harz,wk}}</math> Wärmekapazität der Isolationen und des Gießharzes (keine Lufteinschlüsse) innerhalb der Nuten: <math>C_{\text{harz,wk}} = m_{\text{harz,wk}} \cdot c_{\text{harz}}</math> Gesamtkapazität: <math>C_{w,wk} = C_{Cu,wk} + C_{\text{harz,wk}}</math></p>
Rotorblechpaket $C_r$	<p>Volumen der Käfigstäbe: <math>V_{\text{käfig}} = A_{\text{stab}} \cdot l_{Fe} \cdot Q_r</math></p> <p>Masse der Käfigstäbe: <math>m_{\text{käfig}} = \rho_{Alu} \cdot V_{\text{käfig}}</math></p> <p>Volumen der KS-Ringe: <math display="block">V_{\text{ring}} = 2 \cdot \left( \frac{\pi}{4} \cdot (d_{\text{ring,a}}^2 - d_{\text{ring,i}}^2) \cdot l_{\text{ring}} \right)</math> Masse der KS-Ringe: <math>m_{\text{ring}} = \rho_{Alu} \cdot V_{\text{ring}}</math> Wärmekapazität des KS-Käfigs: <math>C_{\text{käfig}} = (m_{\text{käfig}} + m_{\text{ring}}) \cdot c_{Alu}</math> Querschnittsfläche des Statorblechpakets: <math display="block">A_{\text{blech,r}} = \frac{\pi}{4} \cdot (d_{ra}^2 - d_{welle}^2) - Q_r \cdot A_{\text{stab}}</math> Volumen des Statorblechpakets: <math>V_{\text{blech,r}} = A_{\text{blech,r}} \cdot l_{Fe} \cdot k_{Fe}</math> Masse des Statorblechpakets: <math>m_{\text{blech,r}} = \rho_{M520-65D} \cdot V_{\text{blech,r}}</math> Wärmekapazität des Statorblechpakets: <math>C_{\text{blech,r}} = m_{\text{blech,r}} \cdot c_{M520-65D}</math> Gesamtkapazität: <math>C_r = C_{\text{käfig}} + C_{\text{blech,r}}</math></p>
Rotorwelle $C_{welle}$	<p>Volumen der Rotorwelle: <math display="block">V_{\text{welle}} = \frac{\pi}{4} \cdot (d_{\text{welle}}^2 - d_{\text{welle,i}}^2) \cdot l_{\text{welle}}</math> Masse der Rotorwelle: <math>m_{\text{welle}} = \rho_{C45} \cdot V_{\text{welle}}</math> Wärmekapazität der Rotorwelle: <math>C_{\text{welle}} = m_{\text{welle}} \cdot c_{Alu}</math></p>
Lager $C_b$	<p>Die Massen der verwendeten Kugellager wurden dem Datenblatt des Herstellers entnommen:  Motor AH80 A-Seite Typ 6205: <math>m_b = 0,13 \text{ kg}</math>  Motor AH80 B-Seite Typ 6304: <math>m_b = 0,14 \text{ kg}</math>  Motor AH100 A-Seite Typ 6306: <math>m_b = 0,35 \text{ kg}</math>  Motor AH100 B-Seite Typ 6205: <math>m_b = 0,13 \text{ kg}</math>  Die Kugellager bestehen zum größten Teil aus der Metall-Legierung 102Cr6, weswegen gilt:  Wärmekapazität der Kugellager: <math>C_b = m_b \cdot c_{102Cr6}</math></p>
Lagerschild $C_{bs}$	<p>Volumen des Lagerschilds: <math display="block">V_{bs} = \frac{\pi}{4} \cdot (d_{bs,a}^2 - d_{bs,i}^2) \cdot b_{bs}</math> Masse des Lagerschilds: <math>m_{bs} = \rho_{Fe} \cdot V_{bs}</math> Wärmekapazität des Lagerschilds: <math>C_{bs} = m_{bs} \cdot c_{Fe}</math></p>



**Tabelle 6.12:** Wärmekapazitäten mit den entsprechenden Materialkennwerten der beiden Testmotoren AH80 und AH100 [121].

Motorteil	Materialkennwerte		Wärmekapazität $C_{th}$ (J/K)	
	Spez. Wärmekapazität $c_{th}$ (J/(kg·K))	Dichte $\rho$ (kg/m <sup>3</sup> )	Motor AH80	Motor AH100
Gehäuse	$c_{Alu} = 920$	$\rho_{Alu} = 2700$	469	843
Statorblech	$c_{M520-65D} = 485$	$\rho_{M520-65D} = 7700$	1790	4049
Wicklung in der Nut	$c_{Cu} = 393$	$\rho_{Cu} = 8950$	482	823
Wicklung im Wickelkopf	$c_{harz} = 1600$	$\rho_{harz} = 1600$	402	622
Rotorblech	$c_{M520-65D} = 485$	$\rho_{M520-65D} = 7700$	1390	2431
Rotorwelle	$c_{C45} = 500$	$\rho_{C45} = 7470$	298	760
Lager (A-Seite)	$c_{102Cr6} = 460$	$\rho_{102Cr6} = 7850$	60	161
Lager (B-Seite)			65	60
Lagerschild (A-Seite)	$c_{Fe} = 485$	$\rho_{Fe} = 7300$	907	1416
Lagerschild (B-Seite)			412	648

### 6.2.3. Gesamtes Wärmequellenersatzschaltbild zur Vorausberechnung der Erwärmungskurven

Abbildung 6.8 zeigt das gesamte Wärmequellenersatzschaltbild zur Vorausberechnung der Betriebstemperaturen mit den in den vorangegangenen Abschnitten vorgestellten Wärmewiderständen  $R_{th}$  und Kapazitäten  $C_{th}$ . Die Stromquellen geben die Verlustquellen vor und die Spannungsquelle die Temperaturdifferenz der Umgebung zu 0°C.

### 6.3. Berechnete Betriebstemperaturen im Vergleich mit Messergebnissen

In diesem Abschnitt werden die analytischen Vorausberechnungen der Erwärmungskurven mit Messergebnissen für die Motoren AH80 und AH100 im Bemessungsbetrieb verglichen und zusätzlich ein Vergleich der endgültigen Betriebstemperaturen mit FEM-Ergebnissen angestellt. Dazu wird in Abschnitt 6.3.2 das thermische FEM-Modell (ANSYS) kurz erläutert und in Abschnitt 6.3.3 der Messaufbau vorgestellt. Zuvor wird in Abschnitt 6.3.1 die Messung der Windgeschwindigkeiten  $v_{Luft}$  zwischen den Kühlrippen und am Lufteintritt gezeigt. Die Messergebnisse für  $v_{Luft}$  werden sowohl für die analytische als auch für die FEM-Modellierung als Vorgabe benötigt, da eine analytische Berechnung oder eine FEM-Modellierung des Lüfters zur Ermittlung der Strömungsverhältnisse zwischen den Kühlrippen des Gehäuses äußerst schwierig zu realisieren sind.

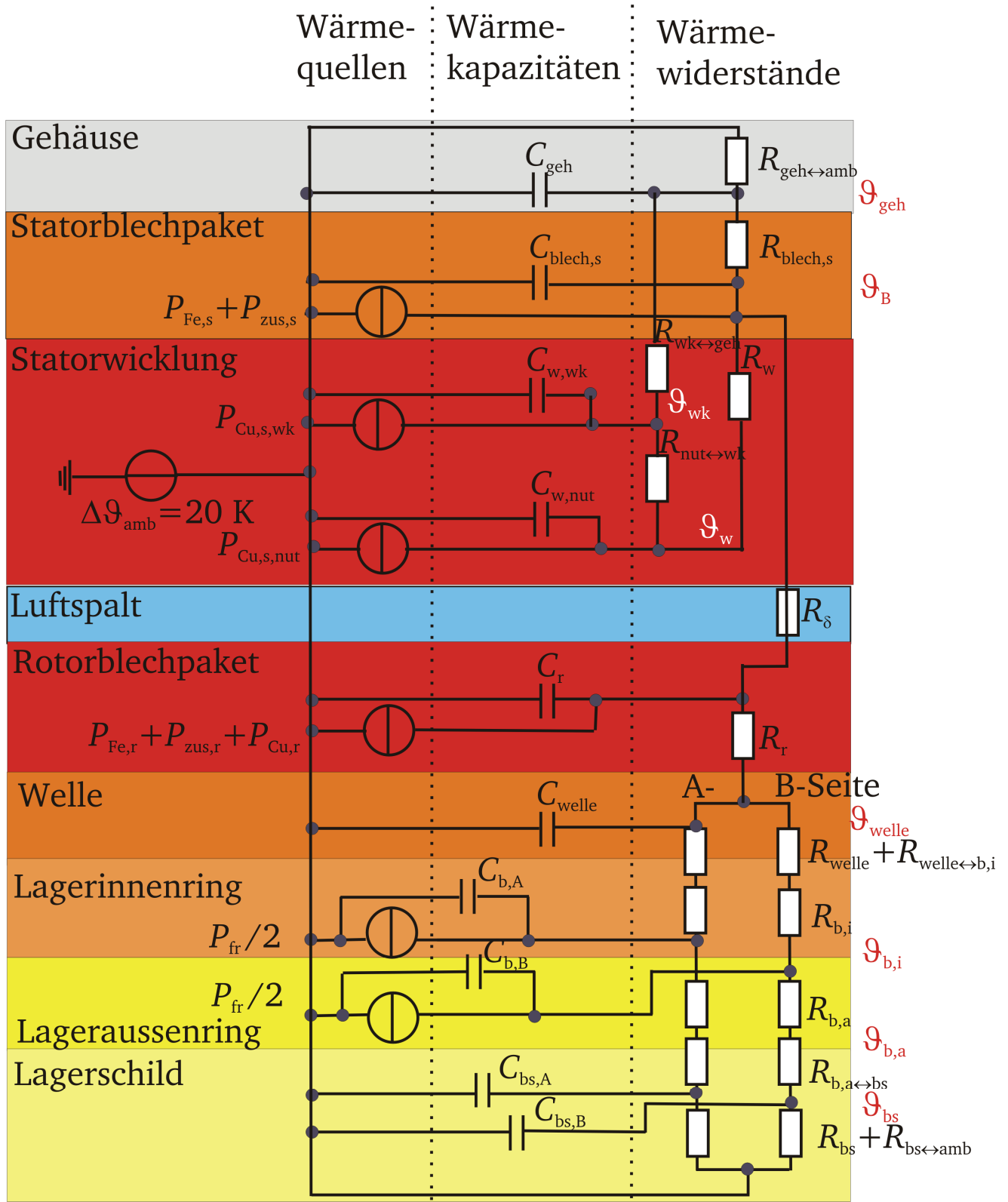
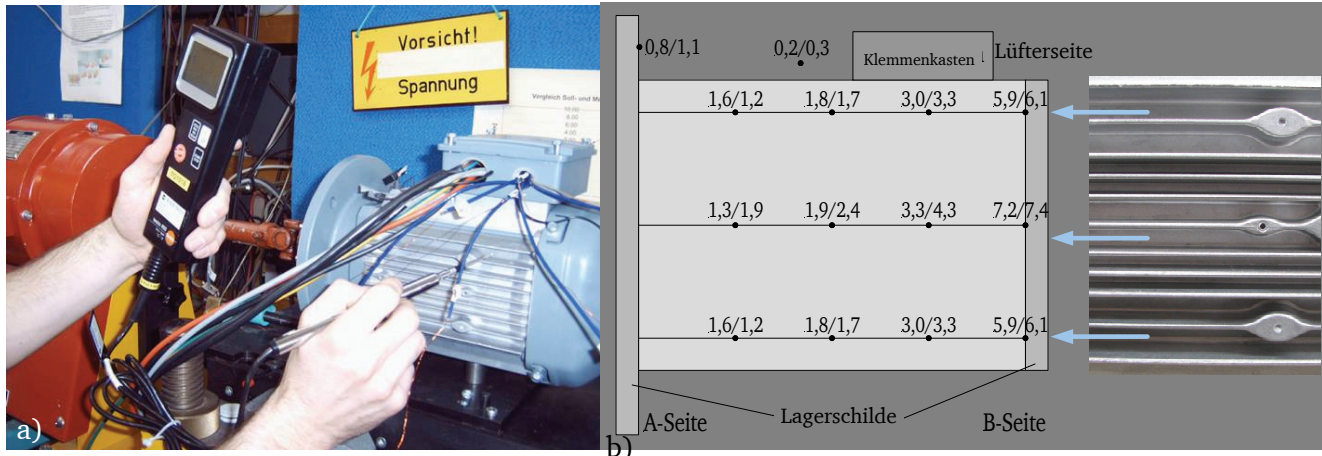


Abbildung 6.8: Wärmequellenersatzschaltbild zur analytischen Vorausberechnung der Betriebstemperaturen (vgl. [121]).

### 6.3.1. Messung der Anströmgeschwindigkeiten $v_{\text{Luft}}$ zwischen den Kühlrippen des Gehäuses

Zur Berechnung der Wärmeübergangszahl  $\alpha_{\text{geh} \leftrightarrow \text{amb}}$  des Gehäuses muss sowohl für die FEM- als auch für die analytische Berechnung die Anströmgeschwindigkeit  $v_{\text{Luft}}$  im Bereich der Kühlrippen bekannt

sein. Daher wurden Messungen mit einem Anemometer durchgeführt (Abbildung 6.9a). Die Ergebnisse für die beiden Motoren im Leerlaufbetrieb sind in Abbildung 6.9b) zu sehen. Es wird deutlich, dass die Windgeschwindigkeit  $v_{\text{Luft}}$  entlang des Gehäuses mit zunehmender Entfernung zum Lüfter stark abnimmt. Beide Motoren weisen vergleichbare Ergebnisse auf. Der Mittelwert, der sich aus den Messungen an vier Messstellen entlang des Gehäuses ergibt, wird in Tabelle 6.13 zusammengefasst und dient als Grundlage für die analytischen Berechnungen der Übergangswiderstände an dem Lagerschild auf der B-Seite  $R_{\text{bs},B \leftrightarrow \text{amb}}$  und dem Gehäuse  $R_{\text{geh} \leftrightarrow \text{amb}}$ . Mit steigender Belastung sinkt die Motor- und damit auch die Lüfterdrehzahl und daher auch  $v_{\text{Luft}} \sim n$ .



**Abbildung 6.9:** a) Messung der Windgeschwindigkeiten  $v_{\text{Luft}}$  im Gehäusebereich des Motors AH80 mit dem Anemometer Testo 490. b) Messergebnisse  $v_{\text{Luft}}$  in [m/s] für den Leerlauf in den unterschiedlichen Bereichen des Gehäuses für die Motoren AH80/AH100 [125].

**Tabelle 6.13:** Mittelwert aus den vier Messstellen der Windgeschwindigkeiten  $v_{\text{Luft}}$  im Gehäusebereich (Seite ohne Klemmenkasten) und an der Außenseite des Lagerschildes auf der B-Seite (Lüfterseite) für die Motoren AH80 und AH100 in unterschiedlichen Betriebspunkten.

Betriebspunkt	Gemessene mittlere Windgeschwindigkeiten $v_{\text{Luft}}$ in m/s			
	AH80		AH100	
	Gehäusesseite ohne Klemmenkasten	Lagerschild (B-Seite)	Gehäusesseite ohne Klemmenkasten	Lagerschild (B-Seite)
Leerlauf	3,20	3,37	3,40	3,04
0,5 $P_N$	3,14	3,30	3,33	2,97
$P_N$	3,06	3,22	3,25	2,88
1,5 $P_N$	2,96	3,12	3,15	2,79

### 6.3.2. Thermisches FEM-Modell zur Vorausberechnung der Betriebstemperaturen

Die FEM-Berechnung der Temperaturverläufe besteht aus zwei Teilabschnitten, einer vorausgehenden Strömungsberechnung mit dem Modul *ANSYS-CFX*, die zur Berechnung der Wärmeübergangskoeffizienten  $\alpha$  am Rand des Modells aus Abbildung 6.10a) verwendet wird, und einer thermischen Berechnung mit *ANSYS*, bei der die Verluste aus Abschnitt 4.5, Tabelle 4.11, als Verlustdichten  $p = P/V$  in den jeweiligen Volumina  $V$  vorgeben werden. Die hier angegebenen Reibungsverluste  $P_{\text{fr}+w}$  ergeben sich aus der Summe der Lagerreibungsverluste  $P_{\text{fr}}$  und der Luftreibungsverluste  $P_w$  (größtenteils durch den Wellenlüfter), da diese messtechnisch nicht zu trennen sind. Zur Abschätzung der Verlustleistungen  $P_{\text{fr}}$  in den Kugellagern wird folgende Formel verwendet [91, 92, 134]:

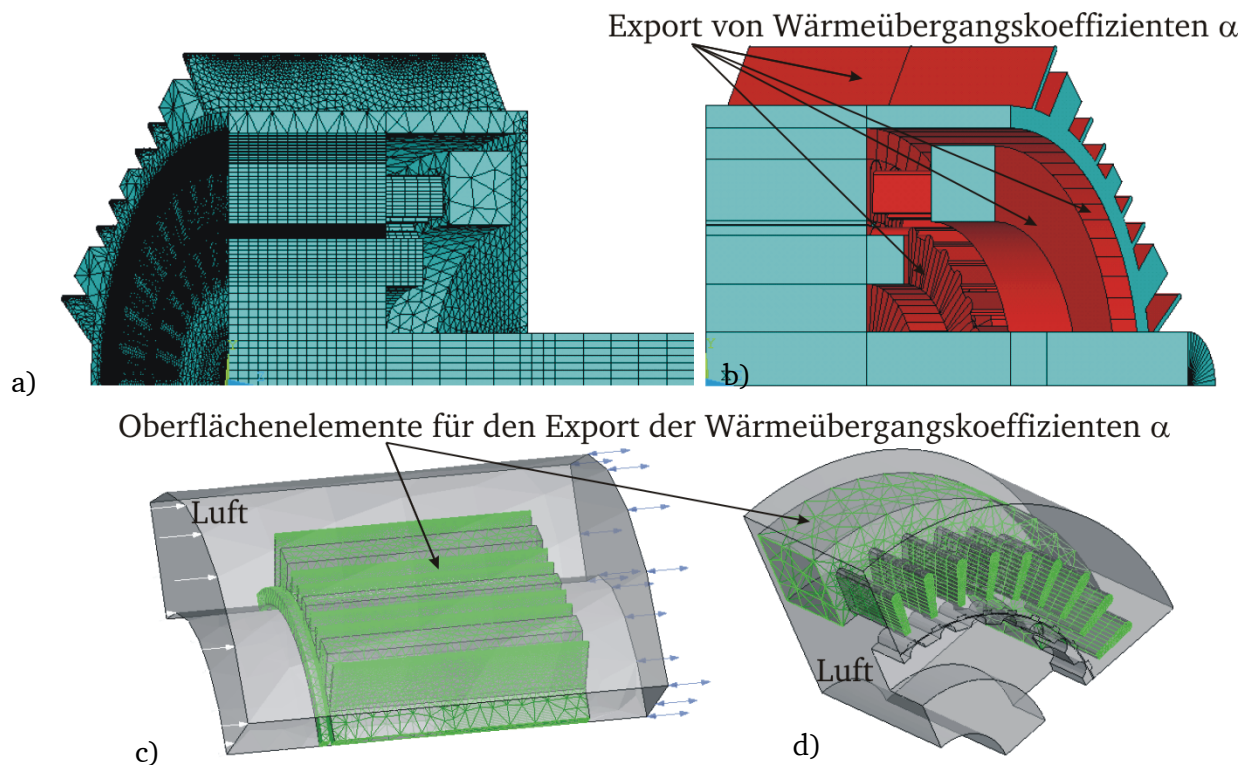
$$P_{\text{fr}} = 2 \cdot \pi \cdot n \cdot M_{\text{fr}} = 2 \cdot \pi \cdot n \cdot 0,5 \cdot \mu_{\text{fr}} \cdot \sqrt{F_r^2 \cdot F_a^2} \cdot d_{\text{b,si}} \quad (6.32)$$

Dabei ist  $\mu_{fr}$  der konstante Reibkoeffizient und  $d_{b,si}$  der Bohrungsdurchmesser der verwendeten Lager.  $F_r$  ist die auf ein Lager aufgrund der Rotormasse wirkende statische radiale Tragkraft und  $F_a$  die auf das Lager wirkende statische axiale Kraft. Es wird angenommen, dass sich die Gewichtskraft gleichmäßig auf beide Lager verteilt, so dass in jedem Lager nur die Hälfte der gesamten radialen Tragkraft  $F_r$  wirkt. Tabelle 6.14 fasst die Kenndaten und die gemäß (6.32) berechneten Lagerreibungsverluste  $P_{fr}$  der in den Motoren AH80 und AH100 verwendeten Kugellager zusammen.

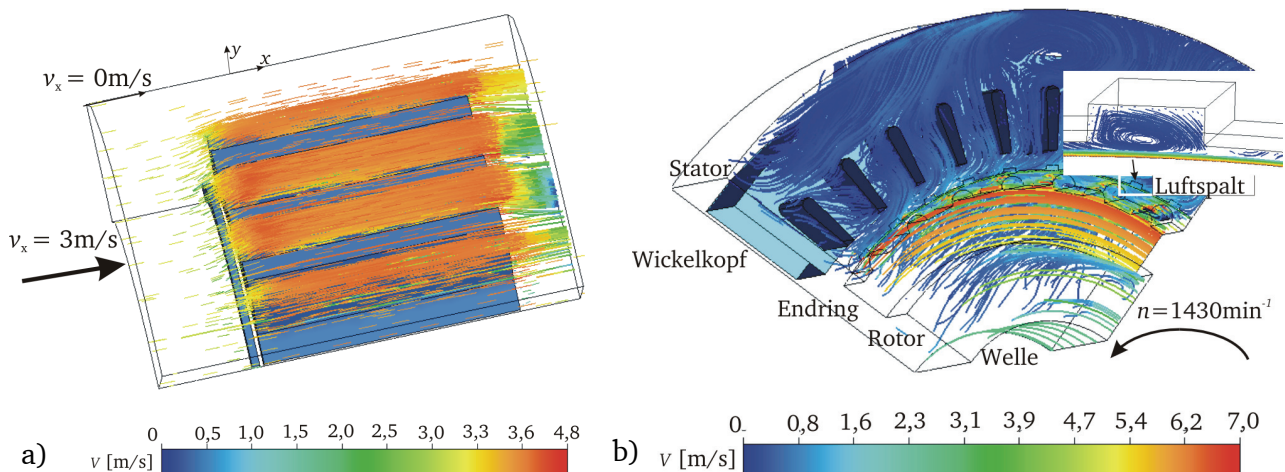
**Tabelle 6.14:** Kenndaten und Lagerreibungsverluste  $P_{fr}$  der in den Motoren AH80 und AH100 verwendeten Kugellager [134].

Hersteller SKF	AH80 ( $n_N = 1437 \text{ min}^{-1}$ )		AH100 ( $n_N = 1425 \text{ min}^{-1}$ )	
	A-Seite	B-Seite	A-Seite	B-Seite
Lagerbezeichnung	6205-Z	6304-Z	6306-Z	6205-Z
Reibkoeffizient $\mu_{fr}$	0,002	0,002	0,002	0,002
statische radiale Tragkraft $F_r$ [N]	25	25	32	32
statische axiale Tragkraft $F_a$ [N] (ca. 6-fache radiale Tragkraft $F_r$ )	152	152	194	194
Bohrungsdurchmesser $d_{b,si}$ (mm)	25	20	30	25
Lagerreibungsverluste $P_{fr}$ (W)	0,58	0,46	0,88	0,73
Summe der $P_{fr}$ der A- und B-Seite	1,05 W		1,61 W	
Verhältnis $P_{fr}/P_{fr+w}$ ( $P_{fr+w}$ aus Messergebnissen in Kapitel 4)	1,05 W/6,48 W = 16 %		1,61 W/8,2 W = 20 %	

Abbildung 6.10b) zeigt eingefärbt die Flächen, an denen sich Oberflächenelemente (engl. Surface elements) befinden, die für den Export der Wärmeübergangskoeffizienten  $\alpha$  aus dem Modul ANSYS-CFX für die thermische Berechnung in ANSYS vorgesehen sind. Die Abbildung 6.10c) und die Abbildung 6.10d) zeigen das FEM-Modell im Programmmodul ANSYS-CFX mit diesen Oberflächenelementen im Gehäuse und dem Wickelkopfbereich. Im Gehäuseteil (Abbildung 6.10c) wird eine Windgeschwindigkeit  $v_{Luft}$  in axialer Richtung (x-Richtung) vorgegeben. Da die Luftdurchtrittsfläche  $A$  mit der Randbedingung einer äußeren Modellbegrenzung als Zylinderfläche mit konstantem Radius axial konstant ist, wobei an der Zylinderaußenoberfläche die Bedingung  $v_x = 0$  vorgegeben wird (siehe Abbildung 6.11a), verläuft die Strömung parallel durch die Kühlrippen mit  $v_{Luft} \approx \text{konst.}$  In Wahrheit strömen die Luftströme vom Lüfter aus durch eine sich weitende Fläche  $A_2$ , was wegen  $A_2 \cdot v_2 = A_1 \cdot v_1$  (konstanter Durchfluss) und  $A_2 > A_1$  ( $A_1$  ist Fläche am Lufteintritt des Lüfters) zu deutlich abnehmenden Windgeschwindigkeiten  $v_{Luft}$  in axialer Richtung führt. Daher wird nur der Mittelwert der Messung (Tabelle 6.13) am Lufteintritt vorgegeben, um eine vergleichbare Kühlwirkung der Kühlrippen zu erreichen. Abbildung 6.11a) zeigt die so berechnete Strömung im Bereich der Kühlrippen für den Bemessungsbetrieb und Abbildung 6.12a) die entsprechenden Wärmeübergangskoeffizienten  $\alpha$ . Aus den o. g. Gründen bleiben die Werte in axialer Richtung nahezu konstant. Lediglich am Lufteintritt ergeben sich minimal größere Werte durch lokale Turbulenzen.



**Abbildung 6.10:** a) Vernetzung des FEM-Modells zur Vorausberechnung der Temperaturen des Motors AH100 in unterschiedlichen Betriebspunkten. Aufgrund von Symmetrien muss in axialer Richtung nur der halbe Motor und radial nur ein Viertel des Motors betrachtet werden. Es wird dabei vereinfachend angenommen, dass die Geometrie der A- und B-Seite gleich ist. b) FEM-Modell aus a) mit Einfärbung der Flächen, für die die Berechnungen der Übergangskoeffizienten  $\alpha$  aus einer vorausgegangenen Strömungsberechnung verwendet werden. c) und d) Kontaktelemente für den Export der Wärmeübergangskoeffizienten aus der vorausgegangenen Strömungsberechnung: c) Gehäuse mit Kühlrippen, d) Wickelkopf vereinfacht als ringförmiges Volumen [135].



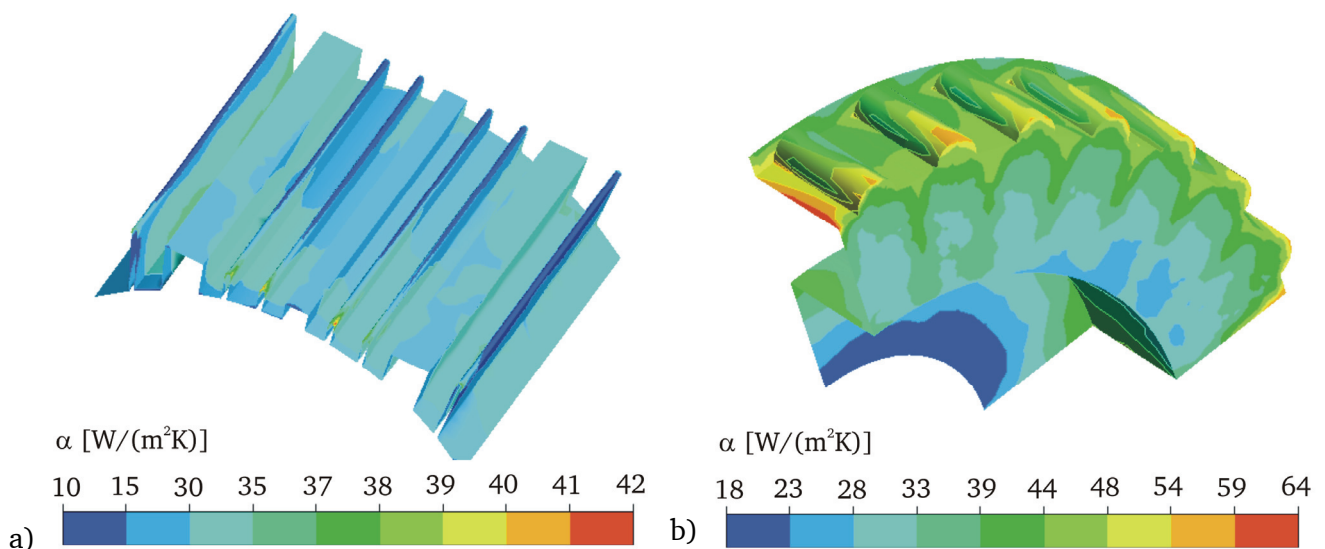
**Abbildung 6.11:** Ergebnisse der Strömungsberechnung für den Motor AH100 mit dem Programmmodul *ANSYS-CFX* für den Bemessungsbetrieb bei Vorgabe von  $v_{\text{Luft}} = v_x$  am Lufteintritt gemäß den Messwerten aus Abbildung 6.9 bzw. Tabelle 6.13. Strömung im a) Gehäuse und b) im Wickelkopfbereich, im Luftspalt und am KS-Ring bis hin zu den Lagerschilden [135].

Im Mittel ergibt sich im Bereich zwischen den Kühlrippen ein Wert von knapp  $32 \text{ W/(m}^2\text{K)}$ , sich mit bei dem Wert von ca.  $33 \text{ W/(m}^2\text{K)}$  für die analytische Formel aus Tabelle 6.2 mit der gemessenen mittleren Windgeschwindigkeit im Gehäuse des Motors AH100 von  $v_{\text{Luft}} = 3,25 \text{ m/s}$  (siehe Tabelle 6.13) im Bemessungsbetrieb deckt.

Abbildung 6.11b) zeigt die FEM-Berechnungsergebnisse der Strömungslinien im Wickelkopfbereich, im Bereich der Rotorendringe und im Luftspalt des Motors AH100 im Bemessungsbetrieb. Deutlich sind

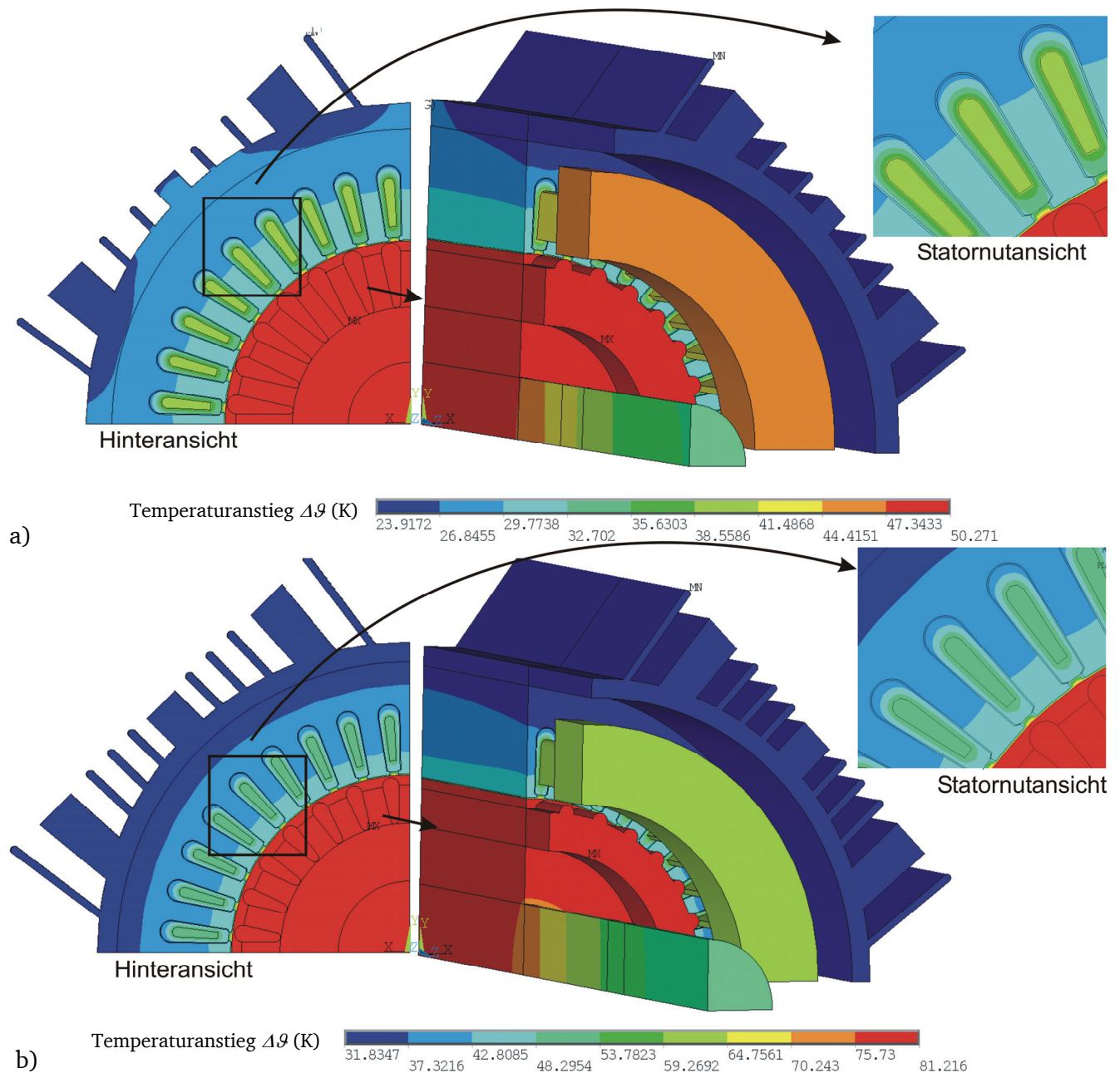


für den mit Bemessungsdrehzahl  $n_N = 1425 \text{ min}^{-1}$  rotierenden Rotor die ansteigenden Windgeschwindigkeiten  $v_{\text{Luft}}$  durch die mit steigendem Radius  $r = d/2$  ansteigenden Umfangsgeschwindigkeiten  $v = d \cdot \pi \cdot n_N$  zu sehen. Die entsprechenden Wärmeübergangskoeffizienten  $\alpha$  sind in Abbildung 6.12b) zu sehen. Die durch den rotierenden Rotor ohne Lüfterflügel aufgewirbelte Luft im Wickelkopfbereich weist nur geringe Geschwindigkeiten von im Mittel  $v_{\text{Luft}} = 1,2 \text{ m/s}$  auf und hilft damit nicht wesentlich, die Wärme, verursacht durch die Stromwärmeverluste im Wickelkopf, abzuführen. Für den Luftspaltbereich können die ermittelten Wärmeübergangskoeffizienten  $\alpha$  nicht verwendet werden, da der Wärmestrom  $\dot{Q}$  vom Rotor auf den Stator sonst nicht berücksichtigt würde. Wärmeübergangskoeffizienten  $\alpha$  sind im Programm ANSYS nur am Außenrand eines Modells vorzugeben. Hier wird eine wärmeleitende Schicht eingeführt, deren Wärmeleitfähigkeit die scheinbare Leitfähigkeit  $\lambda_s$  aus Abschnitt 6.2.1.5 ist. Ähnlich werden die Lager definiert. Hier wird für das Material eine Wärmeleitfähigkeit  $\lambda_{102\text{Cr6}}$  vorgegeben, so dass sich für den Übergang von der Welle zu den Lagerschilden der gleiche Wärmewiderstand wie in Tabelle 6.9 ergibt. Es wird hier der Mittelwert der sich aus den Messungen ergebenden Werten von A- und B-Seite verwendet, damit bei der FEM-Modellierung die axiale Symmetrie verwendet werden kann und durch Reduzierung des Modells auf den halben Motor der numerische Aufwand halbiert werden kann.



**Abbildung 6.12:** Mit den ANSYS-CFX-Modellen aus Abbildung 6.11 berechnete Wärmeübergangskoeffizienten  $\alpha$  des Motors AH100 im Bemessungsbetrieb für a) den Gehäusebereich mit Kühlrippen und b) die Rotorstirnfläche mit KS-Ring [135].

Die Berechnungsergebnisse für die Motoren AH80 und AH100 zeigt Abbildung 6.13 (Zusammenfassung in Tabelle 6.15). Die thermische FEM-Berechnung gibt den größten Temperaturanstieg  $\Delta\vartheta$  (HOT SPOT) für den Bemessungsbetrieb des Motors AH80 im Rotor mit max. 50 K und für den Bemessungsbetrieb des Motors AH100 im Rotor mit max. 81 K an. Für die Statorwicklung wurde der größte Temperaturanstieg  $\Delta\vartheta$  im Wickelkopf für den Motor AH80 mit knapp 47 K und für den Motor AH100 mit 63 K berechnet, wodurch sich für den verwendeten Lackdraht mit der Wärmeklasse F (max. Temperaturanstieg  $\Delta\vartheta_{\text{max}} = 105 \text{ K}$ ) ausreichende Reserven ergeben. Diese Reserven wurden aber nicht ausgeschöpft, um einen hohen Motorwirkungsgrad zu erhalten. Der Vergleich zwischen den FEM- und den analytischen Ergebnissen mit den Messergebnissen in Abschnitt 6.3.4 zeigt, dass sich für beide Motoren gute Übereinstimmungen ergeben.



**Abbildung 6.13:** FEM-Berechnungsergebnisse (ANSYS) des Temperaturanstiegs  $\Delta\vartheta = \vartheta - \vartheta_{\text{amb}}$  a) des Motors AH80 und b) des Motors AH100 im Bemessungsbetrieb: Gesamtansicht (ohne Lagerschild) mit Statorwicklung und Wickelkopf (als ringförmiges Volumen angenähert) [135].

### 6.3.3. Messaufbau zur Ermittlung der Betriebstemperaturen bei unterschiedlicher Belastung

Zur Messung der Temperaturverläufe bei konstanter Belastung der Motoren wird das in Abbildung 6.14 zu sehende Messsystem verwendet. Die Auswertung der Temperaturmesswerte von bis zu acht Thermoelementen vom Typ J und von sechs PT100-Temperatursensoren erfolgt sekundlich über eine an einen PC angeschlossenes Auswertemodul vom Typ CA-1000 der Firma *National Instruments* und der Software *Labview*.

Während des Betriebs der Motoren mit konstanter Abgabeleistung  $P_N$  werden neben den Temperaturwerten auch die wichtigsten Betriebsdaten (Ströme, Spannungen, Leitungsfaktoren aller Stränge, Drehmoment und Drehzahl) über das Leistungsmessgerät *Norma 6000d* der Firma *LEM* aufgezeichnet.

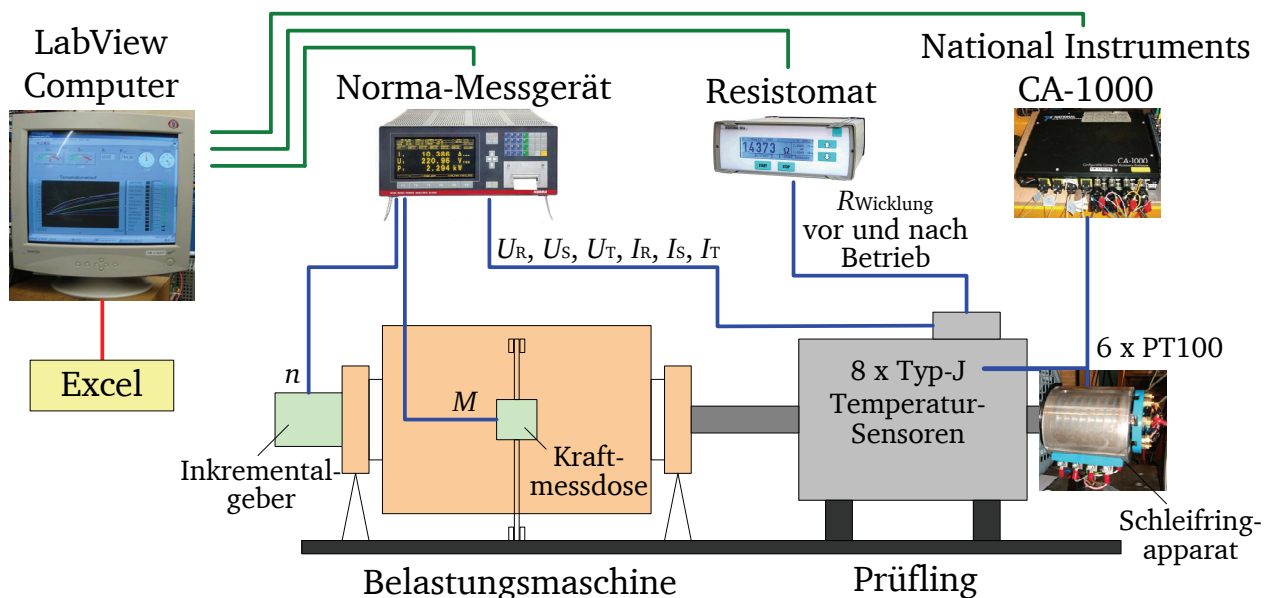
Die Messsignale der PT100-Thermosensoren im Rotor werden über Schleifringe übertragen, die bis zu einer Drehzahl von  $3000 \text{ min}^{-1}$  dank spezieller Silberringe und Silber-Graphit-Bürsten nur minimale Messfehler verursachen.

Im Stator wurden Thermoelemente vom Typ J an folgenden Messstellen angebracht:

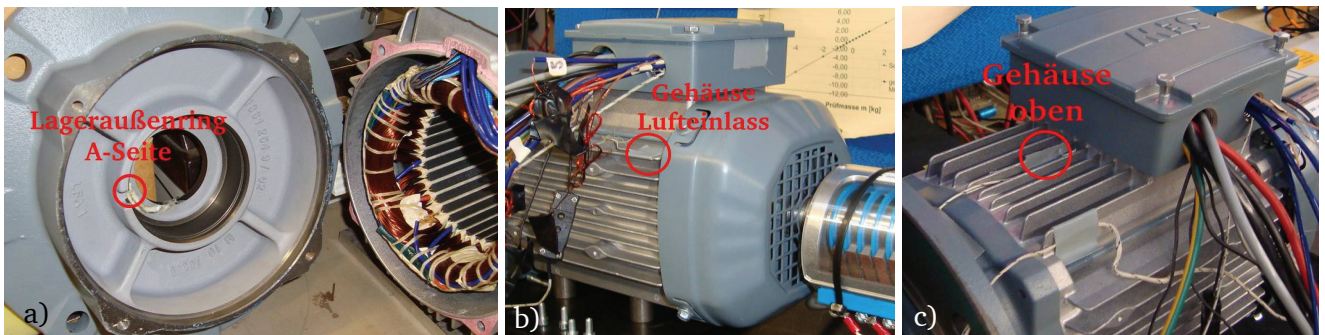
- Wickelkopf von A- und B-Seite
- Axiale Mitte der Wicklung in der Nut
- Lageraußenring an A- und B-Seite (siehe Abbildung 6.15a)
- Am Gehäuse an der äußersten Kühlrippe direkt vor dem Lufteintritt (siehe Abbildung 6.15b)
- Am Gehäuse im Windschatten des Klemmenkastens (siehe Abbildung 6.15c)

Im Rotor wurden PT100-Thermosensoren an folgende Messstellen angebracht:

- Kurzschlussring an der A- und B-Seite (siehe Abbildung 6.16b)
- Axiale Mitte der Rotoroberfläche (siehe Abbildung 6.16a)
- Lagerinnenring an A- und B-Seite (siehe Abbildung 6.16a)
- Innen nahe am Wellensitz am Blechpaket des Rotors (nur Motor AH100) (siehe Abbildung 6.16a)

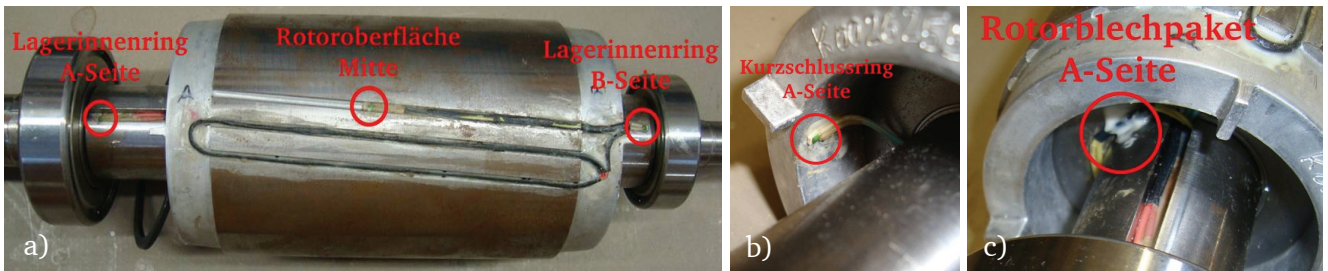


**Abbildung 6.14:** Aufbau des Messsystems zur Erfassung der Temperaturverläufe an bis zu 8 Messstellen des Stators und 6 Messstellen des Rotors bei Dauerbetrieb in einem Belastungspunkt [125].



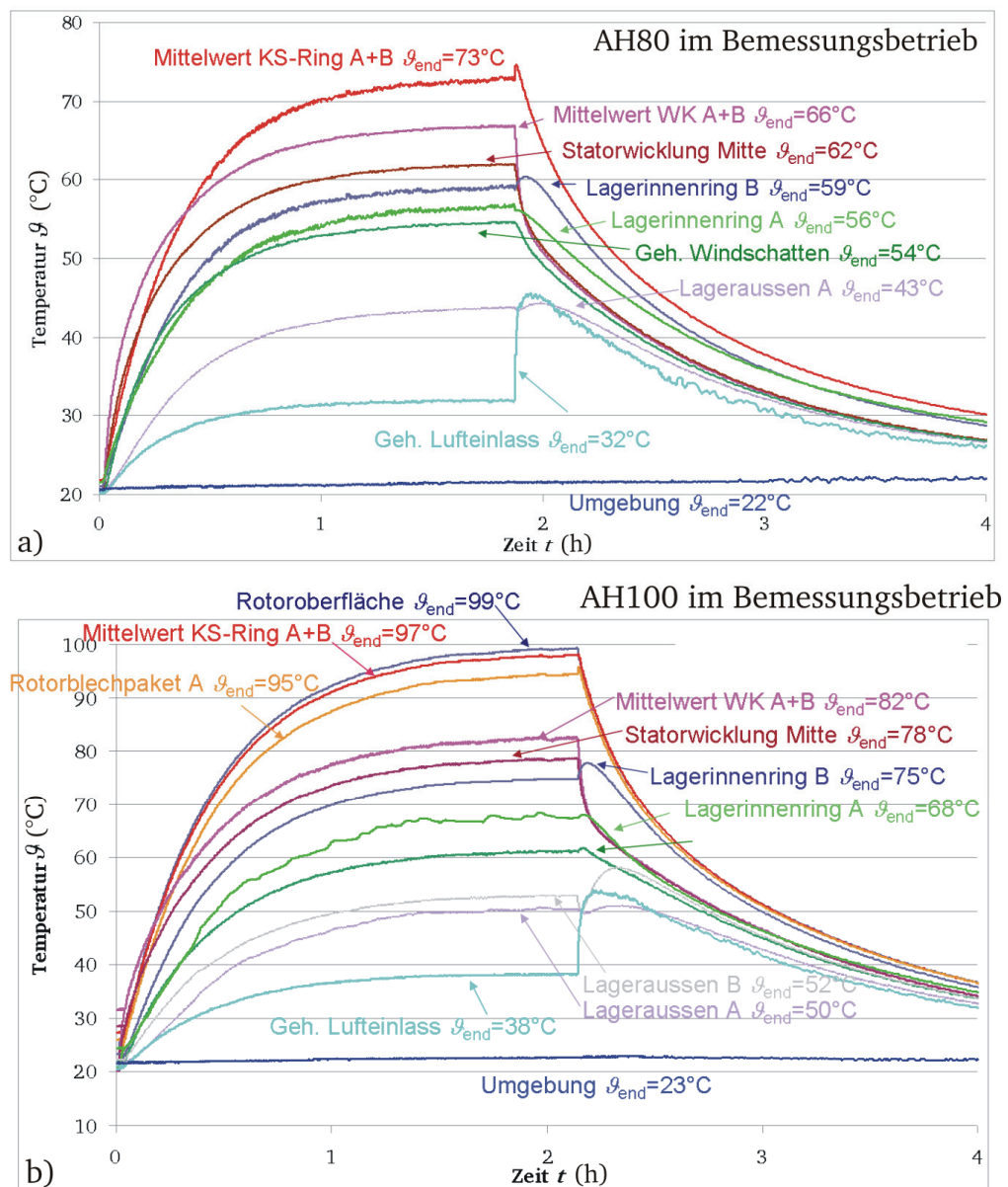
**Abbildung 6.15:** Thermoelemente im Stator des Motors AH80 a) am Lageraußenring der A-Seite b) am Gehäuse vor dem Lufteinlass des Lüfters c) am Gehäuse im Windschatten des Klemmenkastens [125].





**Abbildung 6.16:** PT100-Thermo-Messsensoren im Rotor des Motors AH100 a) an der Rotoroberfläche und an den Lagerinnenringen der A- und B-Seite, b) am Kurzschlussring der A-Seite, c) am Rotorblechpaket der A-Seite [125].

Abbildung 6.17 zeigt die gemessene Erwärmungskurve und einen Teil der Abkühlkurve für den Bemessungsbetrieb der beiden Motoren. Es wurde vor dem Abschalten so lange bei Bemessungslast gemessen, bis die Temperatur im Windschatten des Klemmkastens (siehe Abbildung 6.15c) sich über einen Zeitraum von über 30 Minuten nicht mehr als 0,5 K verändert hat. Ein Vergleich zwischen den Berechnungen und den Messergebnissen wird im folgenden Abschnitt 6.3.4 vorgestellt.



**Abbildung 6.17:** Erwärmungskurven- und ein Teil der Abkühlkurven, gemessen im Bemessungsbetrieb für die Motoren a) AH80 und b) AH100.

### 6.3.4. Vergleich der gemessenen und vorausberechneten Temperaturwerte

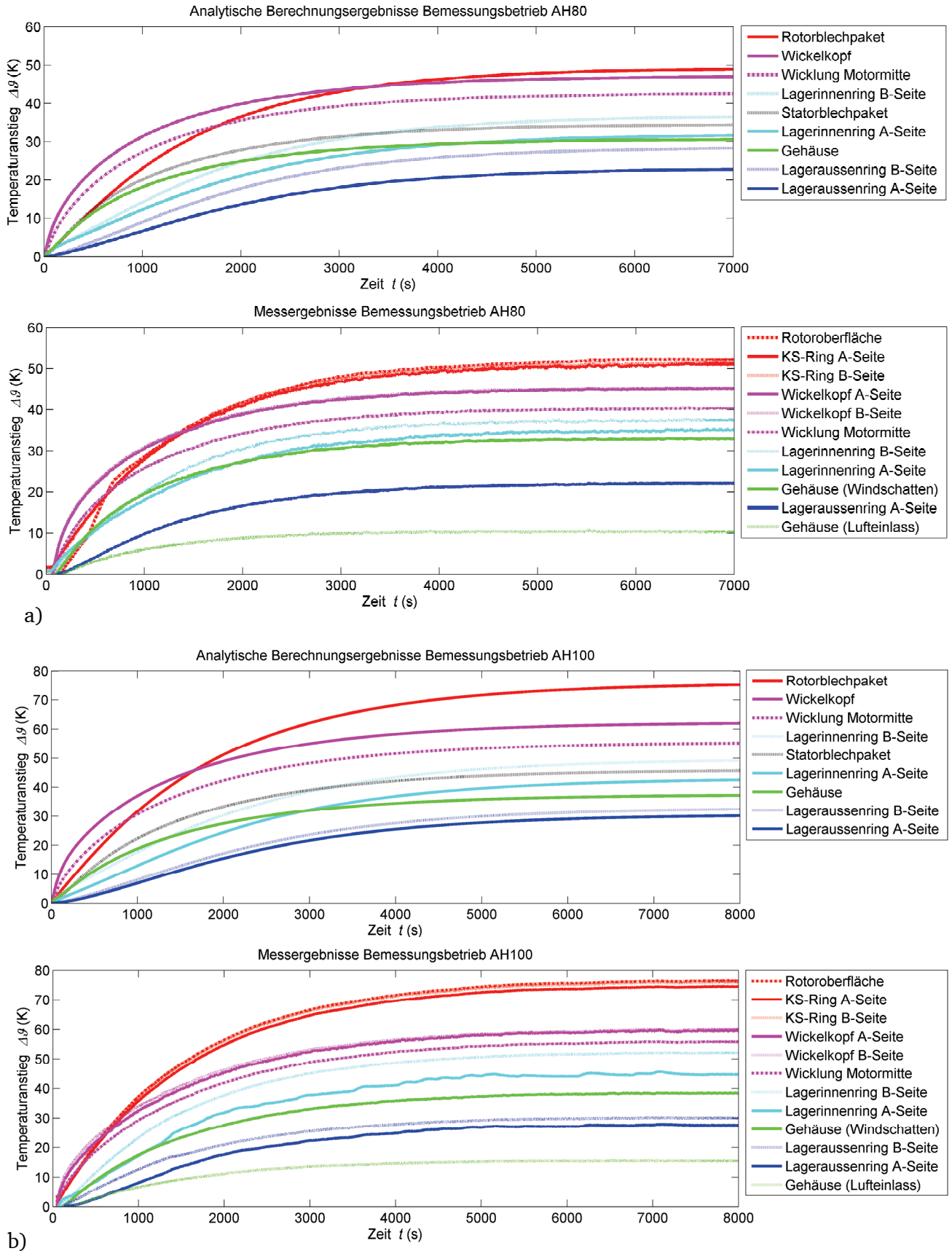
Abbildung 6.18 zeigt den Vergleich zwischen den analytisch vorausberechneten und gemessenen Erwärmungskurven bei Betrieb mit Bemessungsleistung  $P_N$  für die Motoren AH80 und AH100. Es wird deutlich, dass die analytisch berechneten und gemessenen Erwärmungskurven gut übereinstimmen. Tabelle 6.15 stellt die analytischen und die FEM-Berechnungsergebnisse der sich nach dem Erwärmungslauf ergebenden Temperaturanstiege  $\Delta\vartheta$  den Messergebnissen gegenüber. In Abbildung 6.19 sind die Abweichungen der beiden Berechnungsmethoden zu den Messergebnissen grafisch dargestellt. Es wird deutlich, dass das analytische Modell die gemessenen Temperaturen gut annähert. Selbst für die Temperaturen im Rotor (zwischen Rotoroberfläche und Endringen wird im Modell nicht unterschieden) sind die (berechneten) Werte im Fall des Motors AH80 nur um ca. 5 % zu hoch. Die wichtigen Temperaturanstiege  $\Delta\vartheta$  im Wickelkopf und der Mitte der Statorwicklung zur Überwachung der Grenztemperaturen des verwendeten Wicklungsmaterials (hier Wärmeklasse F  $\Delta\vartheta_{\max} = 105 \text{ K}$ ) können bis auf 8 % genau vorausberechnet werden.

**Tabelle 6.15:** Vergleich der gemessenen mit den analytischen Werten, zusammen mit FEM-Berechnungsergebnissen, der Temperaturanstiege  $\Delta\vartheta = \vartheta - \vartheta_{\text{amb}}$  nach dem Erwärmungslauf für die beiden Testmotoren im Bemessungsbetrieb [125]. Für die Berechnung der Lagerwiderstände wurde der Wärmedurchgangskoeffizient  $k_q$ , der sich aus der Messung ergibt und nahe dem minimalen Wert in Abbildung 6.7a) liegt, verwendet (siehe Abschnitt 6.2.1.7). Für die FEM-Berechnungen wird der Mittelwert aller Werte des jeweiligen Maschinenteils angegeben und in Klammern der maximale Wert.

	Messstelle	Temperaturanstieg $\Delta\vartheta$ (K)					
		Messung		analytisch		FEM	
		AH80	AH100	AH80	AH100	AH80	AH100
Wicklung	Mittelwert Wickelkopf A und B	45	59	47	62	46(47)	62(63)
	Statorwicklung Mitte	40	56	43	55	41(41)	52(53)
Rotor	Rotorendring MW A-/B-Seite	51	74	49	75	48(49)	79(79)
	Rotoroberfläche Mitte	52	76			50(50)	81(81)
Lager	Lagerinnenring A-Seite	35	44	32	42	40(42)	54(57)
	Lagerinnenring B-Seite	37	52	36	49		
	Lageraußenring A-Seite	22	27	23	30	26(28)	32(33)
	Lageraußenring B-Seite	23	30	28	32		
Gehäuse	Gehäuse Windschatten	33	38	31	37	25(28)	32(35)
	Gehäuse Lufteinlass	10	15				

Auch die FEM-Berechnungen ergeben bis auf die Temperaturen im Lagerinnen- und Außenring eine zufriedenstellende Übereinstimmung mit den Messergebnissen. Bei den Lagern werden die Temperaturanstiege auf der Innenseite für den Motor AH80 mit -14 % auf der A-Seite und -8 % auf der B-Seite und für den Motor AH100 mit -22 % auf der A-Seite und -4 % auf der B-Seite teilweise deutlich zu hoch berechnet. Für die Außenseite ergibt sich für den Motor AH80 -18 % auf der A-Seite und -13 % auf der B-Seite und für den Motor AH100 -18 % auf der A-Seite und -7 % auf der B-Seite. Grund dafür ist die vereinfachende Annahme, dass die Lager von A- und B- Seite gleich aufgebaut sind. Wie die Messergebnisse zeigen, ergeben sich sowohl bei den Lagerinnen- und Außenringen beider Motoren höhere Temperaturen an dem Lager auf der B-Seite. Die Lager werden in den FEM-Berechnungen so modelliert, dass sich der Mittelwert der thermischen Lagerwiderstände  $R_b$  der A- und B-Seite aus Tabelle 6.10 einstellt.





**Abbildung 6.18:** Vergleich zwischen analytisch vorausberechneten (Mehrkörpermodell aus Abbildung 6.8, Berechnung mit *Matlab Simscape*) und gemessenen Erwärmungskurven (als Temperaturanstiege  $\Delta\theta$ ) der Testmotoren im Bemessungsbetrieb: a) Motor AH80 und b) Motor AH100. Die Legendeneinträge sind absteigend nach den Enderwärmungen sortiert.

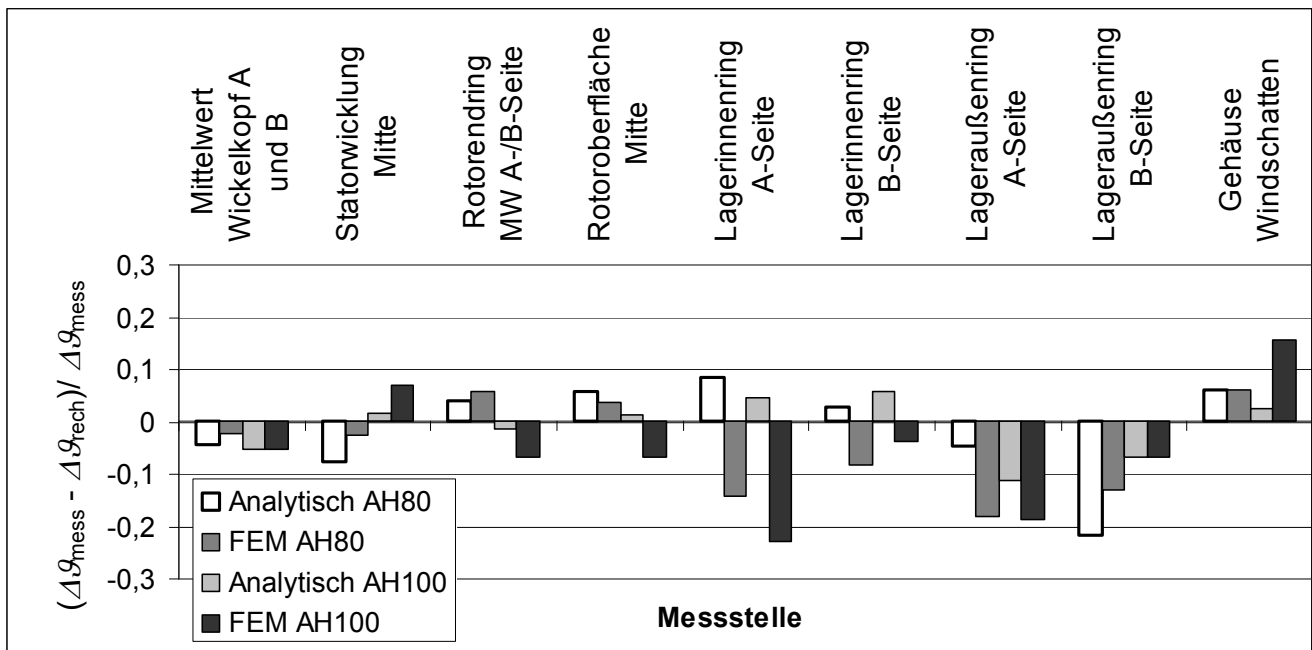


Abbildung 6.19: Abweichungen  $(\Delta\theta_{\text{mess}} - \Delta\theta_{\text{rech}}) / \Delta\theta_{\text{mess}}$  der analytischen und FEM-Berechnung zu den Messergebnissen.

#### 6.4. Zusammenfassung zur Vorausberechnung der Erwärmung einer KLASM

Der in diesem Kapitel durchgeführte Vergleich zwischen den analytisch über das Ersatzschaltbild in Abbildung 6.8 berechneten Betriebstemperaturen und den Ergebnissen einer FEM-Berechnung mit Messergebnissen beider Testmotoren bestätigt die Eignung des verwendeten analytischen Modells. Trotz erheblicher Vereinfachung der Motorgeometrie bei der Berechnung der thermischen Widerstände  $R_{\text{th}}$  und –Kapazitäten  $C_{\text{th}}$  werden die gemessenen Erwärmungskurven in unterschiedlichen Motorbereichen hinreichend gut durch das Modell wiedergegeben. Damit wird die Verwendung der vorgestellten FEM-Modelle, bei denen die Wärmeübergangskoeffizienten  $\alpha$  über eine FEM-Strömungsberechnung (ANSYS-CFX) ermittelt werden, bei den hier untersuchten Standard-KLASM mit Wellenlüfter überflüssig, was eine erhebliche Zeitersparnis bei dem Entwurfsprozess von KLASM mit sich bringt.

## 7. Neuauslegung einer Motorbaureihe unter Verwendung der erarbeiteten Berechnungsmodelle

In diesem Kapitel werden die vorgestellten Berechnungsmodelle zur elektromagnetischen (Kapitel 4), thermischen (Kapitel 6) und akustischen (Kapitel 5) Vorausberechnung des Betriebsverhaltens von KLASM für den Neuentwurf einer kompletten Motorenbaureihe der Achshöhe 160 mm (AH160) eingesetzt. Ein besonderer Fokus wird bei dem Neuentwurf der Motoren auf die Leistungsbilanz gelegt, da die Steigerung des Wirkungsgrads der Motoren im Vordergrund steht. Dennoch dürfen die unten angegebenen Randbedingungen für den Neuentwurf der Motoren nicht außer Acht gelassen werden. Eine Auslegung der insgesamt 12 geforderten Motoren unterschiedlicher Leistungsklassen der Achshöhe 160 mm (Tabelle 7.1) nur mit der Verwendung von FEM-Modellen wäre durch die Vielzahl von Variationen und zu betrachtenden Betriebsgrößen sehr langwierig. Daher wurden FEM-Berechnungen in [22] nur zum Abgleich einzelner Berechnungsergebnisse eingesetzt und werden in diesem Kapitel nicht weiter angegeben. Aus den erarbeiteten Verbesserungsvorschlägen für die Motoren der Baureihe AH160 wurden Prototypen angefertigt, die bezüglich der Wirkungsgrads normgerecht nach Methode 1 in der Norm IEC 60034-2 [96, 97, 98] vermessen wurden (vgl. Abschnitt 4.5.6). Bei dieser Neuauslegung sollen zusätzlich folgende Randbedingungen eingehalten werden:

- Geometrie: Das Blechpaket darf nicht länger als 210 mm sein und muss in ein Gehäuse mit einem Innendurchmesser von 210 mm passen. Das Gehäuse soll dem der aktuellen Motoren dieser Achshöhe entsprechen (vgl. Maße AH160 in Anhang A: Maschinendaten). Der Luftspalt  $\delta$  darf einen Wert von  $\delta = 0,325$  mm nicht unterschreiten. Die Welle wird aus dem Wellenstahl C45 gefertigt und weist einen Durchmesser von  $d_{\text{welle}} = 50$  mm auf.
- Wicklung: Für die Wicklung ist doppelt isolierter Standard-Lackdraht (Grad 2) zu verwenden. Der Nutfüllfaktor  $k_f = N_c \cdot A_{\text{Cu}} / A_{\text{Q,s}}$  darf einen Wert von 44,5 % für Einschichtwicklungen und 43 % für Zweischichtwicklungen wegen der verwendeten automatisierten Einziehtechnik nicht überschreiten.
- Wirkungsgrad: Der Blechschnitt des Stators und des Rotors soll so ausgelegt werden, dass nur durch Anpassung der Wicklung und des Materials des Käfigs die in Tabelle 7.1 zusammengefassten Vorgaben der Wirkungsgradklassen gemäß [19] für die angegebenen unterschiedlichen Leistungsstufen erfüllt werden können. Das heißt, die geometrischen Abmessungen der Motoren aller Leistungsklassen müssen gleich sein. Bei dem Entwurf der Blechschnitte muss also ein Kompromiss für alle Leistungsklassen einer Baureihe gefunden werden.
- Leistungsfaktor: Der Leistungsfaktor  $\cos\varphi$  soll für alle Leistungsklassen einen Wert von 0,8 nicht unterschreiten.
- Anlaufverhalten: Das Drehmomentverhalten der Antriebe soll die Vorgaben der IEC-Norm 60034-12 erfüllen [15]. Das bedeutet z. B. für einen Antrieb in der Leistungsklasse von 6,3 kW bis 10 kW, dass das Anlaufmoment  $M_1$  mindestens das 2,4-fache, der Drehmomentsattel in der Mitte der Hochlauf-Kurve  $M_u$  mindestens das 1,65-fache und das Kippmoment  $M_b$  mindestens das 2-fache des Bemessungsmoments  $M_N$  aufweisen müssen (siehe auch Tabelle 7.2 bzw. Tabelle 7.3). Allerdings sollte das Kippmoment  $M_b$  maximal im Bereich des 2 - 3-fachen (IE3-Motoren maximal bis zum 3,5-fachen) des Bemessungsmoments  $M_N$  liegen. Grund dafür ist, dass die Motoren als Getriebemotoren im Verbund mit Getrieben verwendet werden sollen. Daher ist das maximal auftretende Drehmoment zu beschränken, um den Verschleiß des Getriebes zu reduzieren.
- Die Kurzschlusscheinleistung  $S_k$  darf laut IEC 60034-12 [15] nicht mehr als das 12-fache der Bemessungsleistung  $P_N$  aufweisen. Hier ist eine Sicherheitsmarge von 5 % zu berücksichtigen (siehe auch Tabelle 7.2 bzw. Tabelle 7.3).
- Geräuschverhalten: Es sollen die Grenzwerte gemäß IEC60034-9 [3] unterschritten werden. Der maximal zulässige Schallleistungspegel  $L_{\text{WA}}$  darf die Werte aus Tabelle 7.2 und Tabelle 7.3 für die jeweiligen Leistungsklassen nicht überschreiten. Dabei ist zu berücksichtigen, dass die Motoren sowohl am 50 Hz- als auch am 60 Hz-Netz betrieben werden sollen.

- Erwärmung: Es sollen Standard-Runddrahtleiter für die Wärmeklasse F verwendet werden. Die mittlere Erwärmung der Wicklung, bestimmt mit dem Widerstandsverfahren (Abschnitt 4.5.6), darf demnach den in der Wärmeklasse F festgelegten Grenzwert von 105 K nicht überschreiten [2]. Im Wesentlichen sollte durch die angestrebte Reduktion der gesamten Verluste  $P_d$  im Vergleich zur aktuellen Auslegung bei gleichbleibender Baugröße und identischen Gehäuse und Lüfter sowie vergleichbarer Werte von Strombelag  $A$  und Leiterstromdichte  $J$  eine Reduktion der Temperaturendwerte erreicht werden. Die Kühlung darf ausschließlich über einen an der Welle angebrachten Lüfter erfolgen.
- Die Kosten für die Produktion sollen nicht höher als bei der bestehenden Motorenbaureihe werden, was den Einsatz teurer Blechsorten und Leitermaterialien sowie teurer Sonderwicklungen (wie sie z.B. in Kapitel 8 diskutiert werden) ausschließt. Der Einsatz sehr dünner, verlustminimierter Bleche mit Blechdicken unter 0,5 mm ist nicht zulässig. Der Einsatz von nicht-schlussgeglühten Blechsorten ist zwar zulässig, es soll jedoch versucht werden, mit schlussgeglühten Blechsorten auszukommen, um auf den zusätzlichen Fertigungsprozess des Schlussglühens verzichten zu können und damit weitere Herstellungskosten zu vermeiden.
- Die überdrehten Eisenbrücken zwischen Rotornut und dem Luftspalt dürfen nicht dünner als 0,4 mm sein. Der Streusteg bei Verwendung einer Doppelnutform im Rotorblech muss eine Mindestbreite von 0,8 mm aufweisen, um Lufteinschlüsse während der Fertigung der Rotorkäfige im Druckgussverfahren zu vermeiden.

**Tabelle 7.1:** Übersichtsmatrix der geforderten Wirkungsgradklassen [19] bei verschiedenen Bemessungsleistungen der Baureihe AH160 für Aluminium (Alu) - und Kupferkäfig (Cu) im 50Hz- und 60Hz-Netzbetrieb.

Frequenz $\eta$ -klasse	$f_N = 50$ Hz IE1	$f_N = 50$ Hz IE2	$f_N = 50$ Hz IE3	$f_N = 60$ Hz IE1	$f_N = 60$ Hz IE2	$f_N = 60$ Hz IE3
Alu-Käfig	$P_N = 11$ kW	$P_N = 9,2$ kW	$P_N = 7,5$ kW	$P_N = 11$ kW	$P_N = 9,2$ kW	$P_N = 9,2$ kW
Cu-Käfig	$P_N = 15$ kW	$P_N = 11$ kW	$P_N = 9,2$ kW	$P_N = 15$ kW	$P_N = 11$ kW	$P_N = 11$ kW

Die folgenden Tabellen (Tabelle 7.2 bzw. Tabelle 7.3) fassen die Randbedingungen bezüglich der Betriebsparameter für den 50 Hz- und 60 Hz-Netzbetrieb zum Neuentwurf der Motoren der Baureihe AH160 zusammen.

**Tabelle 7.2:** Übersicht über die Vorgaben der wichtigsten Betriebsparameter am 50Hz-Netz, die sich aus der Übersichtsmatrix in Tabelle 7.1 ergeben. Die Vorgaben sollen über einen Blechschnitt von Stator und Rotor nur durch Anpassung der Wicklungsdaten erfüllt werden.

Bezeichnung	AH160_7,5kW 50Hz IE3	AH160_9,2kW 50Hz IE2	AH160_11kW_ 50Hz IE1	AH160_9,2kW 50Hz IE3	AH160_11kW_ 50Hz IE2	AH160_15kW_ 50Hz IE1
Bemessungsleistung $P_N$	7,5 kW	9,2 kW	11 kW	9,2 kW	11 kW	15 kW
Käfig	Aluminium	Aluminium	Aluminium	Kupfer	Kupfer	Kupfer
Geforderte Wirkungsgradklasse	IE3 (+0,3 %)	IE2 (+0,5 %)	IE1	IE3 (+0,3 %)	IE2 (+0,5 %)	IE1
Min. Wirkungsgrad $\eta_{\min}$ (%) ink. Toleranz	90,73	89,77	87,57	91,27	90,29	88,67
Max. Schallleistungspegel $L_{wA}$ (dBA)	88	88	88	88	88	91
Max. Kurzschlussleistung $S_k$ (kVA)	90	110,4	132	110	132	180
Max. Kurzschlussstrom $I_k$ (A) - 5 %	123,4	151,4	180,9	151,4	180,9	248,8
Bemessungsmoment ca. $M_N$ (Nm)	50	60	72	60	72	100
Min. Anfahrmoment $M_1$ (Nm)	$2,4 \cdot M_N = 120$	$2,4 \cdot M_N = 144$	$2,25 \cdot M_N = 162$	$2,4 \cdot M_N = 144$	$2,25 \cdot M_N = 162$	$2,25 \cdot M_N = 225$
Min. Sattelmoment $M_u$ (Nm)	$1,65 \cdot M_N = 83$	$1,65 \cdot M_N = 99$	$1,65 \cdot M_N = 119$	$1,65 \cdot M_N = 99$	$1,65 \cdot M_N = 119$	$1,65 \cdot M_N = 165$
Min. Kippmoment $M_b$ (Nm)	$2 \cdot M_N = 100$	$2 \cdot M_N = 120$	$2 \cdot M_N = 144$	$2 \cdot M_N = 120$	$2 \cdot M_N = 144$	$2 \cdot M_N = 200$
Max. zul. Drehmoment $M_{\max}$ (Nm)	$\approx 3,5 M_N = 175$	$\approx 3 M_N = 180$	$\approx 3 M_N = 216$	$\approx 3,5 M_N = 210$	$\approx 3 M_N = 216$	$\approx 3 M_N = 300$



**Tabelle 7.3:** Wie Tabelle 7.2, jedoch für das 60 Hz-Netz.

Bezeichnung	AH160_9,2kW 60Hz IE2	AH160_9,2kW 60Hz IE3	AH160_11kW_ 60Hz IE1	AH160_11kW_ 60Hz IE3	AH160_11kW_ 60Hz IE2	AH160_15kW_ 60Hz IE1
Bemessungsleistung $P_N$	9,2 kW	9,2 kW	11 kW	11 kW	11 kW	15 kW
Käfig	Aluminium	Aluminium	Aluminium	Kupfer	Kupfer	Kupfer
Geforderte Wirkungsgradklasse	IE2 (+0,5 %)	IE3 (+0,3 %)	IE1	IE3 (+0,3 %)	IE2 (+0,5 %)	IE1
Min. Wirkungsgrad $\eta_{\min}$ (%) inkl. Toleranz	90	92	88,5	92,7	91,5	89,5
Max. Schallleistungspegel $L_{wA}$ (dBA)	88	88	88	88	88	91
Max. Kurzschlussleistung $S_k$ (kVA)	110,4	110,4	132	132	132	180
Max. Kurzschlussstrom $I_k$ (A) - 5 %	151,4	151,4	180,9	180,9	180,9	248,8
Bemessungsmoment ca. $M_N$ (Nm)	50	50	60	60	60	81
Min. Anfahrmoment $M_1$ (Nm)	$2,4 \cdot M_N =$ 120	$2,4 \cdot M_N =$ 120	$2,25 \cdot M_N =$ 135	$2,25 \cdot M_N =$ 135	$2,25 \cdot M_N =$ 135	$2,25 \cdot M_N =$ 182
Min. Sattelmoment $M_u$ (Nm)	$1,65 \cdot M_N =$ 82,5	$1,65 \cdot M_N =$ 82,5	$1,65 \cdot M_N =$ 99	$1,65 \cdot M_N =$ 99	$1,65 \cdot M_N =$ 99	$1,65 \cdot M_N =$ 134
Min. Kippmoment $M_b$ (Nm)	$2 \cdot M_N =$ 100	$2 \cdot M_N =$ 100	$2 \cdot M_N =$ 120	$2 \cdot M_N =$ 120	$2 \cdot M_N =$ 120	$2 \cdot M_N =$ 162
Max. zul. Drehmoment $M_{\max}$ (Nm)	$\approx 3 \cdot M_N =$ 150	$\approx 3,5 M_N =$ 175	$\approx 3 M_N =$ 180	$\approx 3,5 M_N =$ 210	$\approx 3 M_N =$ 180	$\approx 3 M_N =$ 243

Die in der Tabelle 7.1 vorgegebenen Leistungsstufen und angestrebten Wirkungsgradklassen sind unter Verwendung eines Blechschnitts und der Vorgaben in Tabelle 7.2 und Tabelle 7.3 für den 50 Hz- bzw. 60Hz-Netzbetrieb zu erfüllen. In Summe sind so insgesamt 12 Entwürfe notwendig, um die Leistungsklassen von  $P_N = 7,5$  kW bis 15 kW für 50- und 60 Hz-Netzbetrieb gemäß den Vorgaben auszulegen.

### 7.1. Vorgehensweise zur alternativen Auslegung der Motoren AH160

Entscheidend bei der Auslegung einer KLASM ist die Wahl des Nutzahlenverhältnisses  $Q_s/Q_r$ . Hier sind Regeln zu beachten, damit sich positive Betriebseigenschaften ergeben. So hängen die Ordnungszahlen  $\nu$  und  $\mu$  der Stator- bzw. Rotornutharmonischen gemäß Abschnitt 4.3 von  $Q_s$  und  $Q_r$  ab. Bei größeren Nutzahlen pro Pol werden die Ordnungszahlen der Nutharmonischen größer und damit wegen  $\hat{B}_{\delta,\nu} \approx \hat{B}_{\delta,1}/\nu$  bzw.  $\hat{B}_{\delta,\mu} \approx \hat{B}_{\delta,1}/\mu$  die Amplituden der nutharmonischen Oberwellen kleiner. Durch die feinere Nutung wird eine stärkere Annäherung der Felderregerkurve an die Sinusform erreicht, wodurch sämtliche auf die Feldoberwellen zurückzuführenden parasitären Effekte reduziert werden. Weiterhin ist zu beachten, dass sich gemäß Kapitel 5 Geräusche aus der Wechselwirkung von Stator- und Rotoroberwellen ausbilden, weswegen durch eine geeignete Wahl des Nutzahlenverhältnisses  $Q_s/Q_r$  eine Reduktion der Schallabstrahlung der Motoren erreicht werden kann. Der Entwurf der KLASM hat

sich daher im Wesentlichen bei der Wahl des Nutzahlenverhältnisses  $Q_s/Q_r$  an folgende Regeln zu richten [32, 115, 136]:

- 1) Um Rastmomente zu vermeiden, sollten die Stator- und Rotornutenzahlen unterschiedlich sein und möglichst wenige gemeinsame Teiler besitzen:

$$Q_s \neq Q_r \quad \frac{Q_s}{Q_r} : \text{wenige gemeinsame Teiler}$$

- 2) Zur Minimierung der Zusatzverluste  $P_p$  durch Flusspulsationen sollten die Stator- und Rotornutenzahlen um nicht mehr als 20 % voneinander abweichen:

$$0,8 \cdot Q_s \leq Q_r < 1,2 \cdot Q_s$$

- 3) Bei geschrägten Rotoren können die Querstrom-Zusatzverluste  $P_{q,r}$  und die asynchronen harmonischen Oberwellenmomente  $M_{ev}$  reduziert werden, wenn gilt:

$$0,8 \cdot Q_s \leq Q_r < Q_s$$

- 4) Kraftwellen mit der Knotenzahl  $2r^*$  können vermieden werden, wenn gilt:

$$|Q_s - Q_r| \neq 0, 1, 2, \dots, r^*, 2p, 2p \pm 1, 2p \pm 2, \dots, 2p \pm r^*$$

Dabei werden die Kraftwellen der Ordnung  $r = 0$  trotz der großen Fernwirkung der Schallabstrahlung generell als weniger kritisch angesehen, da die entsprechende Resonanzfrequenz  $f_{res,0}$  des Gehäuses groß ist (hier AH160  $f_{res,0} \approx 6,5$  kHz) und damit weit entfernt von den Anregungsfrequenzen der Kraftwellen größerer Amplituden mit  $f_{ton,0} < 2$  kHz liegt. Dies gilt aber nur bei kleinen Motoren, da bei größeren Motoren aufgrund der größeren Masse  $f_{res,0}$  deutlich absinkt. Die Ergebnisse aus Kapitel 4 zeigen jedoch, dass Kraftwellen der Ordnung  $r = 0$  (wenn auch nur abgeschwächt) auch Resonanzen einer anderen Modenummer z.B.  $m = 2$  anregen können. Deswegen sind die Entwurfsvorschläge in jedem Fall hinsichtlich ihrer Geräuschabstrahlung zu untersuchen, da sich, wie Tabelle 7.4 zeigt, Kraftwellen mit der Ordnungszahl  $r = 0$  nicht vermeiden lassen.

- 5) Die Anzahl der Rotornuten  $Q_r$  sollte gerade gewählt werden, um Kraftwellen der Ordnungszahl  $r = 1$  zu vermeiden! Die Kraftwellen dieser Ordnung können unangenehme Biegeschwingungen der Rotoren verursachen, die die Lager schädigen.

Tabelle 7.4 zeigt eine Übersicht über die gemäß den oben genannten Regeln in Betracht zu ziehenden Nutzahlenverhältnisse  $Q_s/Q_r$ . Es wurden in [22] die markierten Nutzahlkombinationen näher untersucht. Maßgebend für die Wahl dieser Nutzahlverhältnisse ist das Fehlen von Radialkraftwellen der Ordnungszahl  $r = 2$ , was sich in der Regel vorteilhaft auf das Geräuschverhalten der Motoren auswirkt. Anhand des Motors mit Aluminiumläufer für den Betrieb bei 50 Hz mit einer Bemessungsleistung  $P_N = 9,2$  kW und der geforderten Wirkungsgradklasse IE2 (siehe Tabelle 7.2 Motor AH160\_9,2kW\_IE2\_50Hz\_ALU) wird ein Vergleich der Betriebseigenschaften von Entwürfen mit den jeweiligen Nutzahlenverhältnissen  $Q_s/Q_r$  durchgeführt, um die günstigste Kombination zur Einhaltung der Vorgaben zu ermitteln. In [22] werden die entsprechenden analytischen und numerischen Vorausberechnungen zusammengefasst. Die Auslegungen wurden so vorgenommen, dass für die Blechschnitte der unterschiedlichen Nutzahlverhältnisse  $Q_s/Q_r$  die normativen Vorgaben bezüglich des Anlaufverhaltens und des Kurzschlussstroms  $I_k$  eingehalten werden. Die analytischen Berechnungen bezüglich der Eisenkreisauslegung mit dem Ziel der bestmöglichen elektromagnetischen Ausnutzung werden in [22] mit geeigneten FEM-Modellen überprüft (Abbildung 7.1). Die mittleren Flussdichten, berechnet mit KLASYS in den Jochen und Zähnen des Stators und Rotors, stimmen gut mit den FEM-Ergebnissen überein.

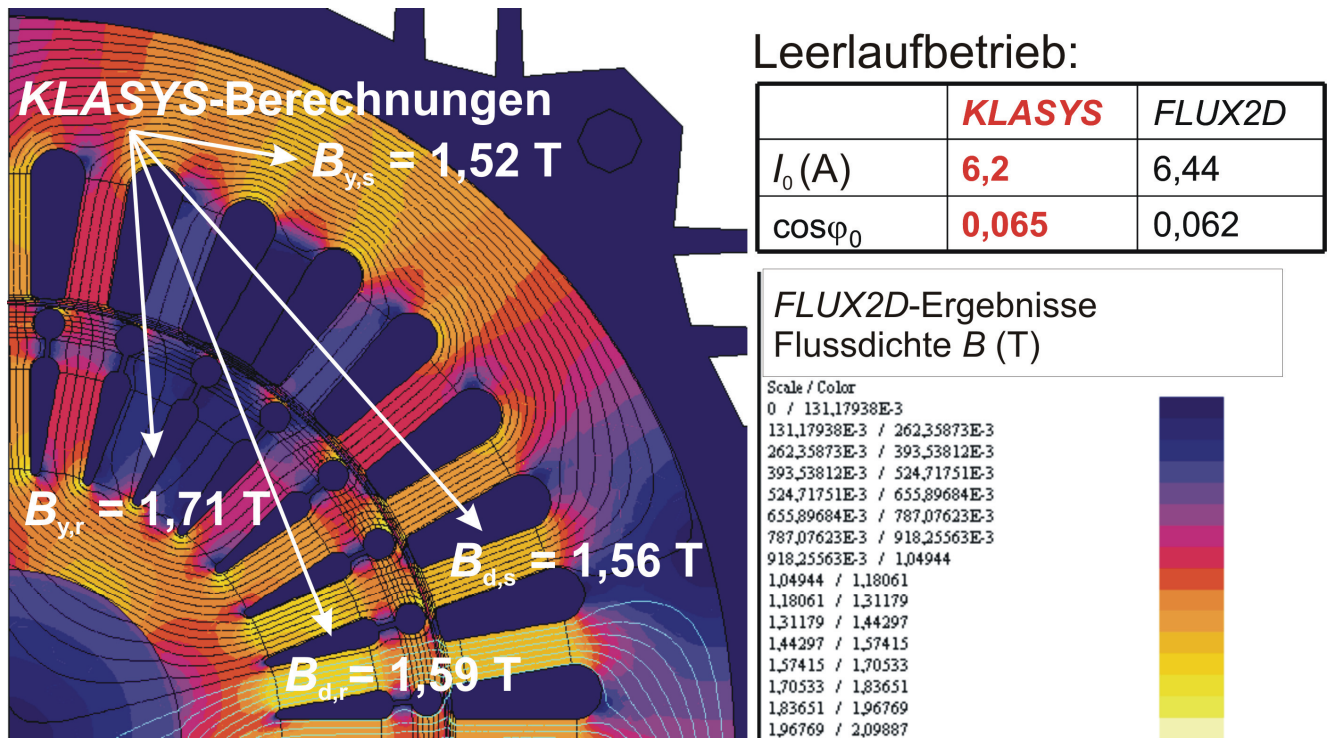
Um die Vorgaben bezüglich des maximal zulässigen Kurzschlussstroms  $I_k$  und der Drehmomente einzuhalten, wurde eine Doppelstabanordnung im Rotor gewählt (Abbildung 7.1 und Anhang D). Über die Breite und Länge des Streustegs zwischen dem oberen und dem unteren Stab lassen sich die Werte

für die Rotorstreuung gezielt variieren, so dass die entsprechende Nutstreuinduktivität  $L_{\text{r}\sigma\text{Q}}$  nicht größer als nötig gewählt wird. Eine unnötige Vergrößerung der Rotorstreuung führt nämlich zu einer Steigerung des Blindstroms und damit zu einer vermeidbaren Erhöhung der Stromwärmeverluste. Zusätzlich sorgt die schlanke, tiefe, sich zur Rotormitte hin verjüngende Nutform für eine Steigerung des Stromverdrängungseffekts (siehe Abschnitt 4.1.7), wodurch das Anlaufmoment  $M_1$  vergrößert werden kann. Allerdings muss auch hier ein Kompromiss gefunden werden, weil eine tiefe Nut eine hohe Rotorstreuung ergibt.

**Tabelle 7.4:** Übersicht über die gemäß den Entwurfsregeln in Betracht zu ziehenden Nutzahlenverhältnisse  $Q_s/Q_r$ .

Statornutzahl $Q_s$	Gerade Rotornutzahl $Q_r$ $0,8Q_s \leq Q_r < Q_s$	Gemeinsame Teiler $Q_s/Q_r$	$ Q_s - Q_r $	Ordnungszahlen der Radialkraftwellen $r$ (ohne Sättigung, ohne Exzentrizität)
24	18	2, 6	6	0, 2, 4, ...
	20	2, 4	4	0, 4, 8, ...
	22	2	2	0, 2, 4, ...
36	<b>28</b>	<b>2, 4</b>	<b>8</b>	<b>0, 4, 8, ...</b>
	30	2	6	0, 2, 4, ...
	<b>32</b>	<b>2, 4</b>	<b>4</b>	<b>0, 4, 8, ...</b>
	34	2	2	0, 2, 4, ...
48	<b>40</b>	<b>2, 4, 8</b>	<b>8</b>	<b>0, 4, 8, ...</b>
	42	2, 6	6	0, 2, 4, ...
	<b>44</b>	<b>2, 4</b>	<b>4</b>	<b>0, 4, 8, ...</b>
	46	2	2	0, 2, 4, ...

Die Untersuchungen in [22] legen nahe, dass die Motorvariante mit einem Nutzahlenverhältnis von  $Q_s/Q_r = 36/32$  eine interessante Alternative zur aktuell in der Serie eingesetzten Nutkombination  $Q_s/Q_r = 36/28$  ist, um sämtliche Vorgaben zu erfüllen. Allerdings lässt  $|Q_s - Q_r| = 4 \neq 0, 1, 2, 3$  mit  $r^* = 3$  gegenüber  $|Q_s - Q_r| = 8 \neq 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7$  mit  $r^* = 8$  ein ungünstigeres Geräuschverhalten erwarten. Es wird ein Blechschnitt mit diesem Nutzahlenverhältnis für den Neuentwurf der Motorbaureihe AH160 ausgewählt. Durch Anpassung der Wicklung (Windungszahlen, Einschicht- oder Zweischichtwicklung mit Sehnung, Drahtdurchmesser) und des Materials der Kurzschlusskäfige bei gleichbleibenden Blechschnitten des Stators und Rotors wird versucht, die Vorgaben aus Tabelle 7.2 bzw. Tabelle 7.3 bezüglich der Wirkungsgradklassen bei unterschiedlichen Bemessungsleistungen zu erreichen.



**Abbildung 7.1:** FEM-Berechnung (FLUX2D) im Leerlaufbetrieb bei  $U_N = 400\text{V}$  der Motorauslegung der Baureihe AH160 mit einem Nutzahlenverhältnis von  $Q_s/Q_r = 36/32$  für den Betrieb am 50Hz-Netz und einer Bemessungsleistung von  $P_N = 9,2\text{ kW}$  (Motor AH160\_9,2kW\_50Hz\_IE2). Zum Vergleich sind die mittleren Flussdichtewerte der analytischen Berechnung (KLASYS) im Leerlauf angegeben [22].

## 7.2. Prototypenvermessung und Vergleich mit den Vorausberechnungen

Eine Vorausberechnung der Betriebseigenschaften wurde für sämtliche Motoren der AH160 (Tabelle 7.2 bzw. Tabelle 7.3) mit dem schlussgeglühten Blech TK 400-50AP durchgeführt. Zum Vergleich mit den Messergebnissen werden hier nur 3 Varianten näher diskutiert. Zum einen werden die Berechnungen mit Messergebnissen für den Serienmotor AH160 (AH160\_9,2kW\_50Hz\_IE2) verglichen, da hier Vergleichsmessungen für den aktuellen Serienmotor durchgeführt wurden. Weil für die beiden Motoren der Wirkungsgradklasse IE3 im 60-Hz Betrieb (Motoren AH160\_9,2kW\_60Hz\_IE3 mit Alu-Läufer und AH160\_11kW\_60Hz\_IE3 mit Kupferläufer) die geforderten Wirkungsgrade  $\eta$  (inkl. der Toleranz von 0,3 %) schwer zu realisieren sind, werden auch für diese Motorvarianten die Messungen im Vergleich mit den Vorausberechnungen angegeben. Für diese beiden Motorvarianten stehen allerdings keine Messergebnisse eines vergleichbaren Serienmotors zur Verfügung. Für die drei vorgestellten Motorvarianten werden die allgemeinen Betriebsparameter zusammen mit den Verlustbilanzen, das Anlauf- und Kurzschlussverhalten, das thermische Verhalten und die Geräuschabstrahlung diskutiert. Die wichtigsten Maschinenparameter für die drei untersuchten Prototypen sind in Anhang D zusammengefasst.

Für die Messung stehen ein Stator mit einer Einschichtwicklung und ein Stator mit einer Zweischichtwicklung und einer 8/9-Sehnung zur Verfügung. Um produktionsbedingte Einflüsse bei der Fertigung des Rotors abschätzen zu können, stehen jeweils zwei Läufer mit Aluminiumdruckgusskäfig (Rotor ALU\_1 und ALU\_2)- und Kupferdruckgusskäfig (Rotor CU\_1 und CU\_2) zur Verfügung. Die Windungszahl der Stator-Einschichtwicklung wurde so gewählt, dass die Vorgaben für den Motor AH160\_9,2kW\_50Hz\_IE2 erfüllt werden. Für den Stator mit Zweischichtwicklung wurde die Wicklung für den Motor AH160\_9,2kW\_60Hz\_IE3 eingesetzt. Für die Vermessung des Motors AH160\_11kW\_60Hz\_IE3, der eine andere Windungszahl aufweist (Anhang D), wird eine entsprechende Anpassung der Versorgungsspannung vorgenommen, so dass sich der gewünschte minimale Grenzwert des Leistungsfaktors  $\cos\varphi$  von 0,8 ergibt (vgl. Abschnitt 7.2.1). Eine Anpassung für den Betrieb an

das 400 V-Netz für die Serienproduktion muss im Anschluss über eine entsprechende Anpassung der Windungszahl erfolgen.

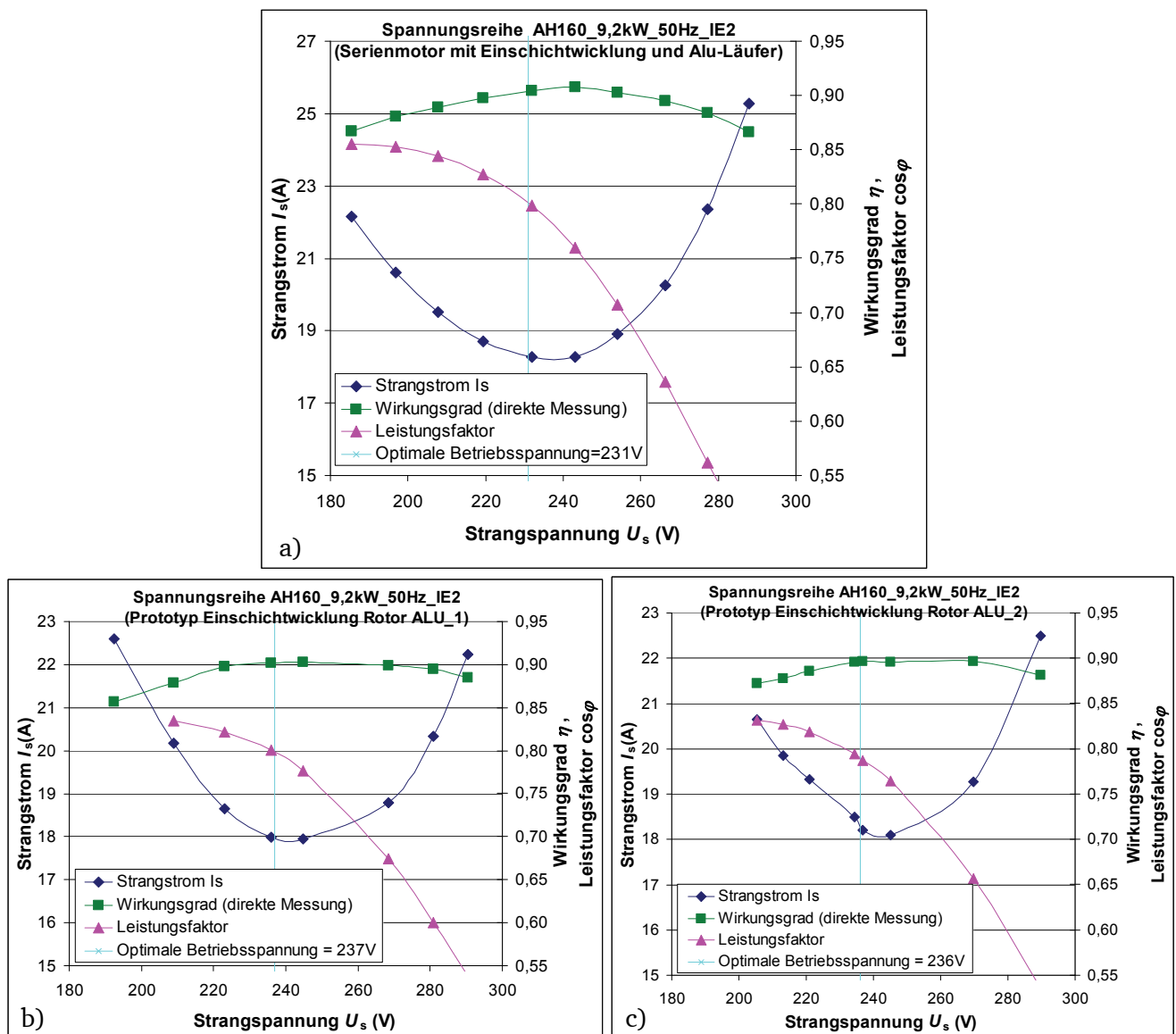
Die Messungen am 50 Hz-Netz wurden mit im Stern verschalteten Wicklungen vorgenommen. Die Messungen im 60 Hz-Betrieb mussten aufgrund der beschränkten Ausgangsspannung des verwendeten Umformersatzes mit im Dreieck verschalteten Wicklungen vorgenommen werden. Es werden hier nur die Messergebnisse für den Rechtslauf (Blick vom Wellenende auf die A-Seite des Motors) angegeben. Es sei jedoch erwähnt, dass sich für den Linkslauf vergleichbare Ergebnisse ergaben.

### 7.2.1. Messung der Spannungsreihe zur Bestimmung der optimalen Betriebsspannung

Aufgrund von fertigungsbedingten Toleranzen bei der Produktion von elektrischen Maschinen und der begrenzten Genauigkeit der Berechnungsmodelle sind Abweichungen zwischen Vorausberechnungen und Messergebnissen nicht zu vermeiden. Um den Einfluss des Produktionsprozesses näherungsweise zu erfassen, wurde im Abschnitt 4.2 eine Verschlechterung der Magnetisierungskennlinien und Verlustkoeffizienten der verwendeten Bleche in Abhängigkeit der mittleren Korndurchmesser  $d_K$  vorgestellt. Da die Qualität der Bleche produktionsbedingten Schwankungen ausgesetzt sind und auch sonstige Fertigungstoleranzen (Querwiderstand der Stäbe, Wickelkopflänge, Luftspaltweite,...) schwer vorherzusagen sind, kann es sein, dass ein Motor bei Betrieb mit Bemessungsspannung  $U_N$  u. U. in einer ersten Auslegung nicht optimal magnetisch ausgenutzt ist. Um die bestmöglichen Betriebseigenschaften der Motoren zu erreichen, wird daher vor jeder Motorenprüfung eine Spannungsreihe aufgenommen und so die optimale Betriebsspannung ermittelt. Dabei werden die Motoren mit Bemessungsleistung  $P_N$  und bei Betriebstemperatur betrieben und die Versorgungsspannung variiert. Es werden der direkt gemessene Wirkungsgrad  $\eta_{\text{direkt}}$ , der Leistungsfaktor  $\cos\varphi$  und der Strangstrom  $I_s$  aufgezeichnet. Die Versorgungsspannung, bei der der Wirkungsgrad  $\eta_{\text{direkt}}$  maximal ist und der Leistungsfaktor  $\cos\varphi$  den vorgegebenen Grenzwert von 0,8 (abzüglich der Toleranz:  $\cos\varphi_{\min} = 0,79$ ) nicht unterschreitet, wird für die weiteren Messungen als Bemessungsspannungen angenommen. Für den Betrieb am 400V-Netz muss anschließend gegebenenfalls eine entsprechende Anpassung der Windungszahl bei konstantem Nutzfüllfaktor  $k_f$  vorgenommen werden, um die optimale Betriebsspannung bei 400 V zu erhalten.

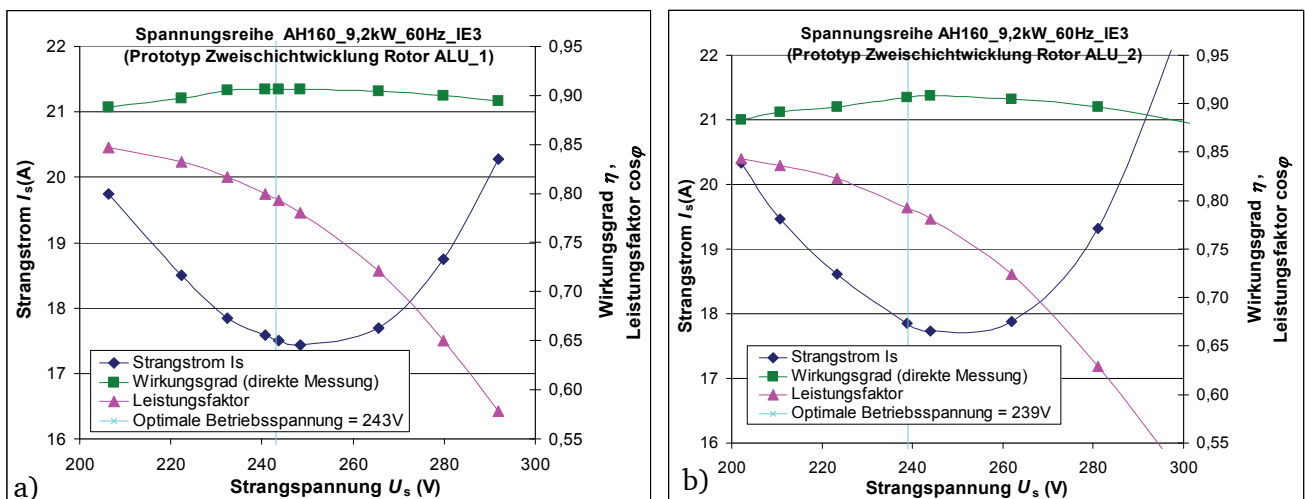


### 7.2.1.1. Motor AH160\_9,2kW\_50Hz\_IE2



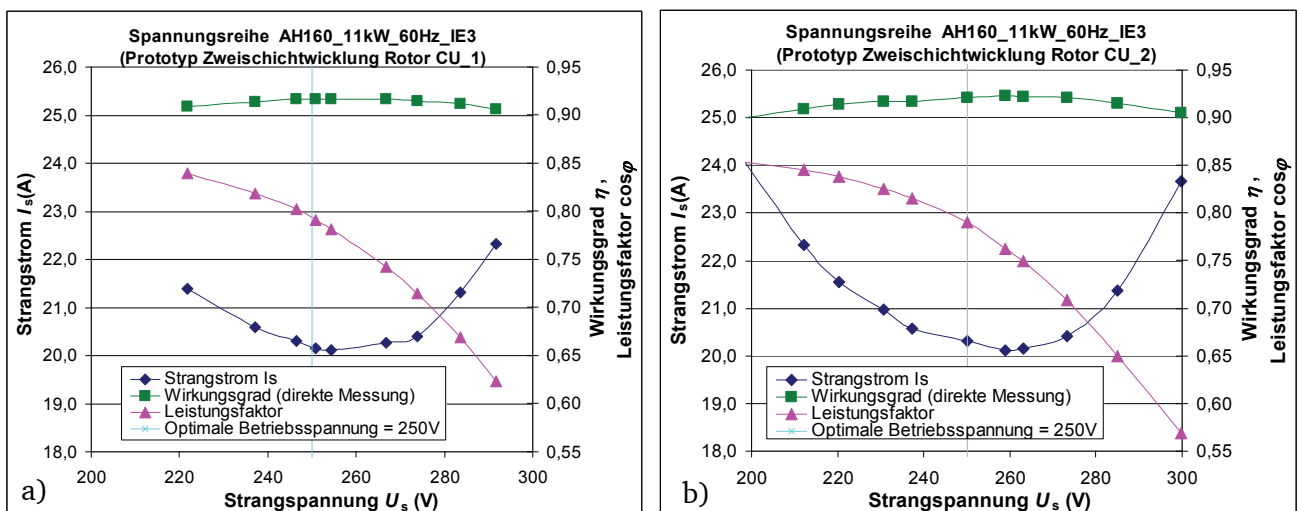
**Abbildung 7.2:** Messung des Strangstroms  $I_s$ , des Wirkungsgrads  $\eta_{\text{direkt}}$  und des Leistungsfaktors  $\cos\varphi$  mit unterschiedlichen Versorgungsspannungen bei Betriebstemperatur und konstanter mechanischer Ausgangsleistung von  $P_N = 9,2$  kW (Spannungsreihe) a) Serienmotor AH160\_9,2kW\_50Hz\_IE2 mit Einschichtwicklung und Aluminiumläufer; b) und c) Prototyp AH160\_9,2kW\_50Hz\_IE2 mit Einschichtwicklung und den beiden Aluminiumläufern ALU\_1 bzw. ALU\_2.

### 7.2.1.2. Motor AH160\_9,2kW\_60Hz\_IE3



**Abbildung 7.3:** Wie Abbildung 7.2, jedoch: Prototyp AH160\_9,2kW\_60Hz\_IE3 mit 8/9-gesehnter Zweischichtwicklung und den beiden Aluminiumläufern a) ALU\_1 und b) ALU\_2.

### 7.2.1.3. Motor AH160\_11kW\_60Hz\_IE3



**Abbildung 7.4:** Wie Abbildung 7.2, jedoch: konstante Ausgangsleistung von  $P_N = 11$  kW (Spannungsreihe); Prototyp AH160\_11kW\_60Hz\_IE3 mit 8/9-gesehnter Zweischichtwicklung und den beiden Kupferläufern a) CU\_1 und b) CU\_2.

### Zusammenfassung:

Es zeigen sich leichte Unterschiede in der optimalen Betriebsspannung für die Motoren AH160\_9,2kW\_50Hz\_IE2 und AH160\_9,2kW\_60Hz\_IE3 bei den Messungen mit den beiden verfügbaren Rotoren mit Aluminiumkäfig ALU\_1 und ALU\_2. Dabei ist die ermittelte optimale Betriebsspannung im Falle des Rotors ALU\_2 um ca. 2 % kleiner als beim Betrieb mit Rotor ALU\_1. Im Falle des Motors AH160\_11kW\_60Hz\_IE3 mit Kupferkäfig sind keine wesentlichen Unterschiede bei der optimalen Betriebsspannung zwischen den Messungen mit den beiden Kupferläufern CU\_1 und CU\_2 feststellbar. Tabelle 7.5 fasst die für die Messungen der folgenden Abschnitte verwendeten optimalen Betriebsspannungen als Bemessungsspannungen  $U_{sN}$  für die weiteren Experimente zusammen.

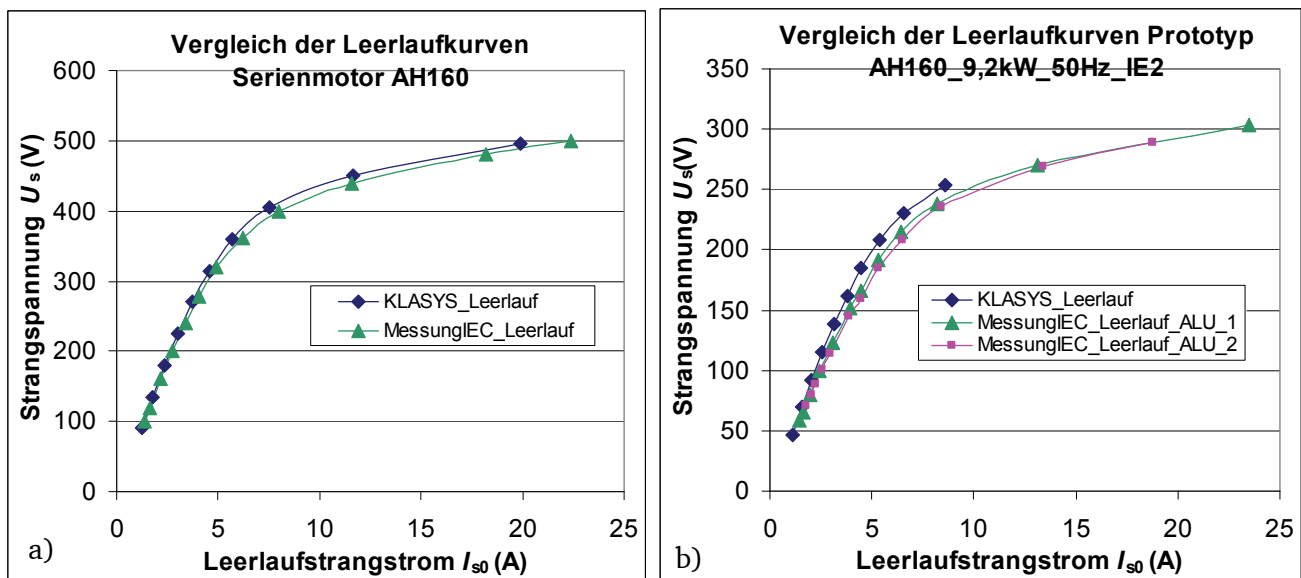
**Tabelle 7.5:** Zusammenfassung der aus den Messungen der Spannungsreihe ermittelten optimalen Betriebsspannungen  $U_{sN}$  der untersuchten Motorvarianten mit den jeweiligen Werten des Strangstroms  $I_{s,r}$ , des (direkt gemessenen) Wirkungsgrads  $\eta$  und des Leistungsfaktors  $\cos\varphi$  im Bemessungspunkt.

Motorvariante	AH160_9,2kW_50Hz_IE2 Einschichtwicklung, Aluminiumkäfig			AH160_9,2kW_60Hz_IE3 Zweischichtwicklung, Aluminiumkäfig		AH160_11kW_60Hz_IE3 Zweischichtwicklung, Kupferkäfig	
Rotor	Serie	ALU_1	ALU_2	ALU_1	ALU_2	CU_1	CU_2
Strangspannung $U_{sN}$ (V)	230,9	237,8	235,4	243,3	238,6	250,5	249,9
Strangstrom $I_s$ (A)	18,7	17,9	18,3	17,44	17,77	20,18	20,32
Leistungsfaktor $\cos\varphi$	0,795	0,795	0,793	0,795	0,795	0,794	0,793
Wirkungsgrad $\eta_{\text{direkt}}$ (%)	90,59	90,90	90,44	91,01	91,38	92,42	92,68

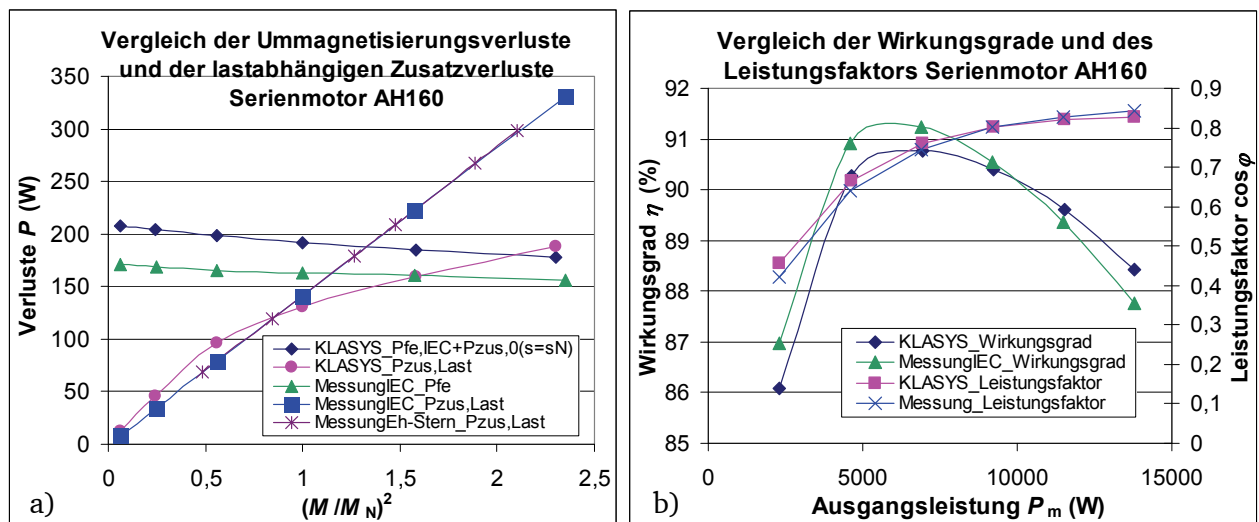
## 7.2.2. Wirkungsgrad und allgemeine Betriebsdaten

Der Wirkungsgrad  $\eta$  wird indirekt gemäß Methode 1 in [96] gemessen. Zum Vergleich werden die analytischen Vorausberechnungen aus *KLASYs* dargestellt. Für den Vergleich der gemessenen Verluste mit den Berechnungsergebnissen gelten die Aussagen aus Abschnitt 4.5.7. Alle Messergebnisse werden für jeweils beide Rotoren ALU\_1 und ALU\_2 bzw. CU\_1 und CU\_2 im Rechtslauf (Blick vom Wellenende auf die A-Seite des Motors) angegeben.

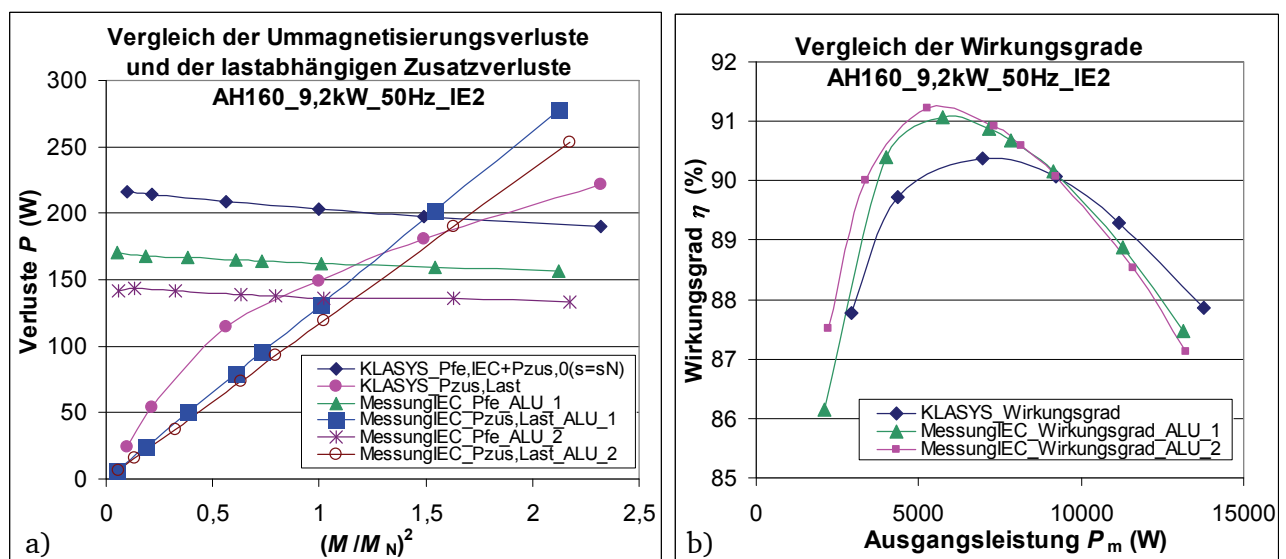
### 7.2.2.1. Motor AH160\_9,2kW\_50Hz\_IE2 im Vergleich mit dem Serienmotor AH160



**Abbildung 7.5:** Messung des Strangstroms  $I_{s0}$  bei unterschiedlichen Strangspannungen  $U_s$  im Vergleich mit den analytisch berechneten Werten (*KLASYs*) a) Serienmotor AH160 b) Prototyp AH160\_9,2kW\_50Hz\_IE2 mit beiden verfügbaren Rotoren ALU\_1 und ALU\_2. Bei den Berechnungen wurden die Fertigungseinflüsse gemäß Abschnitt 4.2 berücksichtigt.



**Abbildung 7.6:** a) Vergleich der messtechnisch (IEC-Norm [96] Methode 1 und Eh-Stern-Messung) ermittelten mit den analytisch (KLASYs) berechneten lastabhängigen Zusatzverlusten  $P_{\text{zus,Last}}$  und Ummagnetisierungsverlusten  $P_{\text{Fe,IEC}}$  für den Serienmotor AH160. ( $P_{\text{Fe,IEC}}$  wird immer zusammen mit den Leerlauf-Zusatzverlusten  $P_{\text{zus,0}}$  ( $s = s_N$ ) gemessen) b) Vergleich der messtechnisch (IEC-Norm [96] Methode 1) ermittelten mit den analytisch (KLASYs) berechneten Wirkungsgraden  $\eta$  für den Serienmotor AH160. Zusätzlich wird der gemessene und berechnete Verlauf des Leistungsfaktors  $\cos \varphi(P_m)$  dargestellt.



**Abbildung 7.7:** a) Vergleich der messtechnisch (IEC-Norm [96] Methode 1) ermittelten mit den analytisch (KLASYs) berechneten lastabhängigen Zusatzverlusten  $P_{\text{zus,Last}}$  und Ummagnetisierungsverlusten  $P_{\text{Fe,IEC}}$  für den Prototyp AH160\_9,2kW\_50Hz\_IE2\_ALU\_1 bzw. ALU\_2. ( $P_{\text{Fe,IEC}}$  wird immer zusammen mit den Leerlauf-Zusatzverlusten  $P_{\text{zus,0}}$  ( $s = s_N$ ) gemessen) b) Vergleich der messtechnisch (IEC-Norm [96] Methode 1) ermittelten mit den analytisch (KLASYs) berechneten Wirkungsgraden  $\eta$  des Prototypen AH160\_9,2kW\_50Hz\_IE2\_ALU\_1 bzw. ALU\_2.

**Tabelle 7.6:** Analytisch (KLASYs) berechnete Kenngrößen im Leerlaufbetrieb des Prototypen AH160\_9,2kW\_50Hz\_IE2 und des Serienmotors AH160 im Vergleich mit Messergebnissen nach IEC-Norm [96] Methode 1.

Größe	Serienmotor AH160		Prototyp AH160_9,2kW_50Hz_IE2		
	KLASYs	Messung	KLASYs	Messung	
				ALU 1	ALU 2
Spannung $U_N$ (V)	400 Y	400,1 Y	412 Y	412,3 Y	409,4 Y
Leerlaufstrom $I_0$ (A)	7,29	7,98	7,1	8,20	8,41
Leistungsfaktor $\cos \varphi_0$	0,063	0,055	0,064	0,050	0,049
Elek. Eingangsleistung $P_0$ (W)	319,6	302,4	321,8	294,1	290,41

**Zusammenfassung:**

Der Vergleich der gemessenen mit den analytisch vorausberechneten Leerlaufkennlinien in Abbildung 7.5 zeigt, dass die Leerlaufströme  $I_{s0}$  sowohl im Falle des Serienmotors AH160 als auch für den Prototypen AH160\_9,2kW\_50Hz\_IE2 zu klein berechnet werden. Für diese Motoren wird die Verschlechterung der  $B(H)$ -Kennlinie gemäß [48] (vgl. Abschnitt 4.2) durch das Bearbeiten der Bleche offensichtlich unterschätzt. Bei Bemessungsspannung  $U_N$  ergibt sich für den Serienmotor eine Abweichung von  $(I_{s0, \text{rech}} - I_{s0, \text{mess}}) / I_{s0, \text{mess}} = -8,6 \%$  und bei dem Prototyp AH160\_9,2kW\_50Hz\_IE2\_ALU\_1 eine Abweichung von  $-13,4 \%$ . Gründe dafür könnten unzureichend genaue Herstellerangaben bezüglich der mittleren Korndurchmesser  $d_K$  und der Magnetisierbarkeit des Blechmaterials sein.

Bei der Vorausberechnung der Leistungsbilanz des Serienmotors AH160 und des Prototyps AH160\_9,2kW\_50Hz\_IE2\_ALU\_1 bzw. ALU\_2 ergibt sich eine zufriedenstellende Übereinstimmung der vorausberechneten und gemessenen Wirkungsgrade  $\eta$ . Die maximale Abweichung im Bemessungsbetrieb  $(\eta_{\text{rech}} - \eta_{\text{mess}}) / \eta_{\text{mess}}$  beträgt  $0,2 \%$ . In Abbildung 7.6a) bzw. Abbildung 7.7a) werden die gemessenen und berechneten Ummagnetisierungsverluste  $P_{\text{Fe,IEC}} + P_{\text{zus},0}(s = s_N)$ , die gemäß den Ausführungen in Abschnitt 4.5.7 zusammen mit den Leerlauf-Zusatzverlusten  $P_{\text{zus},0}(s = s_N)$  gemessen werden, und die lastabhängigen Zusatzverluste  $P_{\text{zus},\text{Last}}$  des Serienmotors AH160 bzw. des Prototyps AH160\_9,2kW\_50Hz\_IE2 gegenübergestellt. Dabei fällt auf, dass die vorausberechneten Ummagnetisierungsverluste  $P_{\text{Fe,IEC}} + P_{\text{zus},0}(s = s_N)$  gerade beim Prototyp AH160\_9,2kW\_50Hz\_IE2 höher ausfallen als bei den Messungen. Grund für diese Abweichungen kann hier neben den üblichen Schwankungen der Blechqualität eine leichte Überschätzung der Verschlechterung der Verlustkoeffizienten durch die Methode aus Abschnitt 4.2 sein, da die Bleche des Prototypen nicht gestanzt, sondern per Laserschnitt gefertigt wurden. Abbildung 7.6b) bzw. Abbildung 7.7b) stellen die jeweils gemessenen und vorausberechneten Wirkungsgrade  $\eta$  in den sechs Lastpunkten aus [96] dar. Für den Bemessungspunkt werden die berechneten und gemessenen Verlustleistungen in Tabelle 7.7 zusammengefasst.

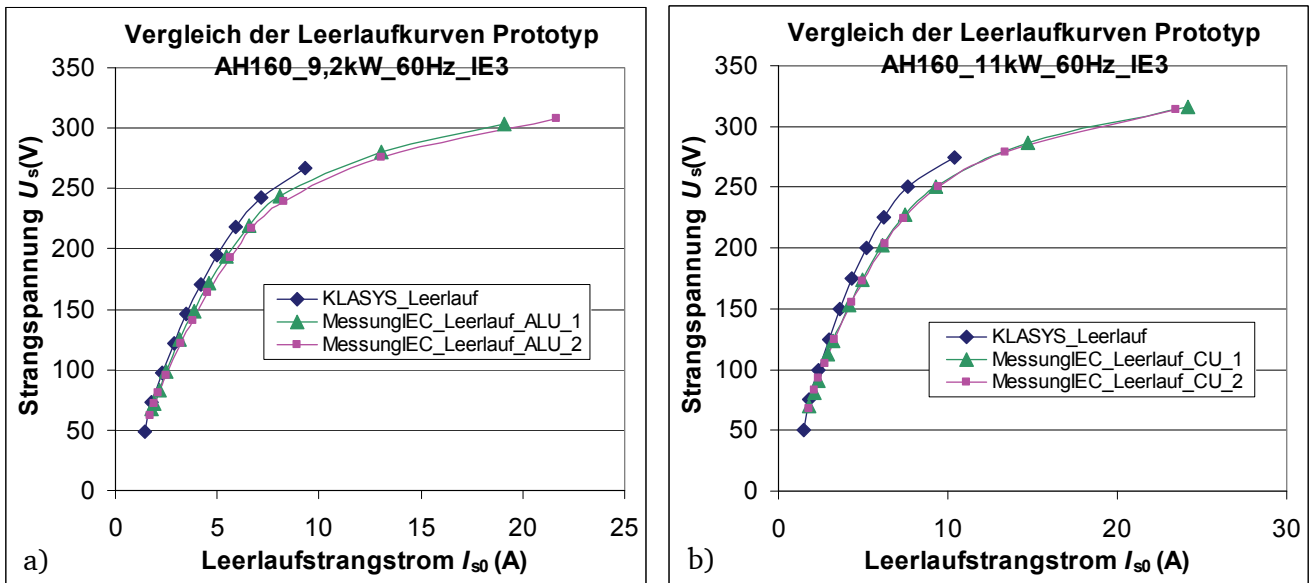
Im Rahmen der Messgenauigkeit ergeben sich für alle Gegenüberstellung gute Übereinstimmungen. Der Prototyp weist einen um ca.  $0,4 \%$  geringeren Wirkungsgrad  $\eta$  im Vergleich zum Serienmotor auf, erfüllt aber mit  $90,15 \%$  bzw.  $90,07 \%$  für die Messungen mit den Rotoren ALU\_1 bzw. ALU\_2 dennoch die Vorgaben bezüglich der geforderten Wirkungsgradklasse IE2.



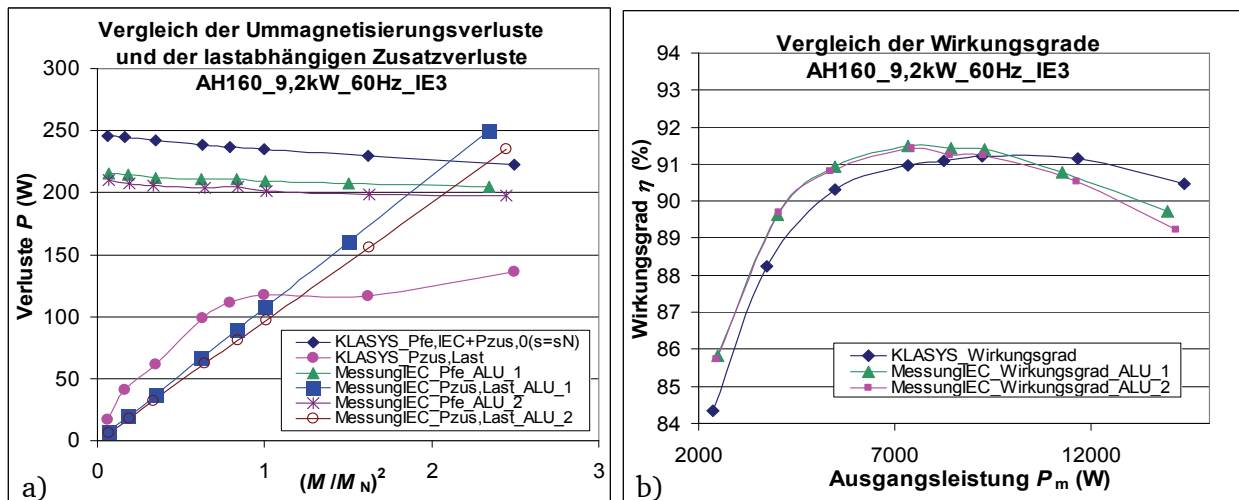
**Tabelle 7.7:** Analytisch (KLASYs) berechnete Leistungsbilanz des Prototypen AH160\_9,2kW\_50Hz\_IE2 und des Serienmotors AH160 im Bemessungsbetrieb im Vergleich mit Messergebnissen nach IEC-Norm [96] Methode 1. Zur Berechnung der Stromwärmeverluste wurden die gleichen Temperaturen wie bei den Messungen verwendet. Die Messergebnisse werden gemäß [96] für eine Umgebungstemperatur von  $\vartheta_{\text{amb}} = 25^\circ\text{C}$  korrigiert. Die grau hinterlegten Felder sind Berechnungsgrößen, die nicht direkt mit entsprechenden Messgrößen vergleichbar sind.

Größe	Serienmotor AH160		Prototyp AH160 9,2kW 50Hz IE2		
	KLASYs	Messung	KLASYs	Messung	
				ALU 1	ALU 2
Bemessungsspannung $U_N$ (V)	400 Y	400,2 Y	412 Y	412,6 Y	407,7 Y
Strangstrom $I_{sN}$ (A)	18,23	18,28	17,49	17,89	18,29
Hauptfeldspannung $U_h$ (V)	215,0	-	222,7	-	-
Leistungsfaktor $\cos\varphi_N$	0,801	0,797	0,814	0,795	0,793
Elek. Eingangsleistung $P_e$ (W)	10218,4	10159,3	10231,3	10160,6	10242,1
Stator-Stromwärmeverluste $P_{\text{Cu,s}}$ (W)	405,56	404,44	351,40	374,37	392,53
Leerlauf-Ummagnetisierungsverluste $P_{\text{Fe},0}$ (W)	140,28	-	145,16	-	-
Ummagnetisierungsverluste $P_{\text{Fe,IEC}} = P_{\text{Fe},0} \cdot (U_h/U_{h0})^2$ (W)	128,42	-	134,68	-	-
Ummagnetisierungsverluste $P_{\text{Fe,N}}$ (W) (über Steinmetz-Formel berechnet)	136,19	-	141,57	-	-
Umgerechnete Leerlauf-Zusatzverluste $P_{\text{zus},0}(s=s_N) = P_{\text{zus},0}(s=0) \cdot (U_h/U_{h0})^2$ (W)	63,44	-	68,66	-	-
Ummagnetisierungsverluste $P_{\text{Fe,IEC}}$ + Leerlauf-Zusatzverluste $P_{\text{zus},0}(s=s_N)$ (W)	191,87	163,20	203,34	162,50	136,03
Rotor-Stromwärmeverluste $P_{\text{Cu,r}}$ [W]	194,67	195,99	258,5	276,52	311,92
Reibungsverluste $P_{\text{fr}+w}$ [W]	52,34	54,57	51,67	55,85	57,89
Verluste Stromüberschwingungen $P_{\text{Cu,r,os}}$ (W)	13,9	-	23,7	-	-
Flusspulsationsverluste in den Statorzähnen $P_{\text{p,s}}$ (W)	69,48	-	63,63	-	-
Oberflächenverluste Stator $P_{\text{O,s}}$ (W)	24,83	-	34,44	-	-
Flusspulsationsverluste Rotorzähne $P_{\text{p,r}}$ (W)	1,23	-	1,68	-	-
Oberflächenverluste Rotor $P_{\text{O,r}}$ (W)	83,22	-	88,30	-	-
Querstromzusatzverluste $P_{\text{q,r}}$ (W)	7,56	-	5,6	-	-
Gesamte Zusatzverluste $P_{\text{zus}}$ (W)	193,96	-	217,43	-	-
Lastabhängige Zusatzverluste $P_{\text{zus,Last}}$ (W)	130,51	141,08	148,77	131,54	118,79
Gesamtverluste $P_d$ (W)	981,28	959,28	1015,37	1000,8	1017,2
Mech. Ausgangsleistung $P_m$ (W)	9237,2	9200,0	9215,9	9159,8	9224,9
Wellenmoment $M_N$ (Nm)	60,06	59,79	60,32	60,02	60,68
Drehzahl $n$ ( $\text{min}^{-1}$ )	1468,7	1469,3	1459,1	1457,1	1451,7
Wirkungsgrad $\eta$ (%)	90,39	90,56	90,08	90,15	90,07
Wirkungsgradklasse nach [19]	IE2	IE2	IE2	IE2	IE2

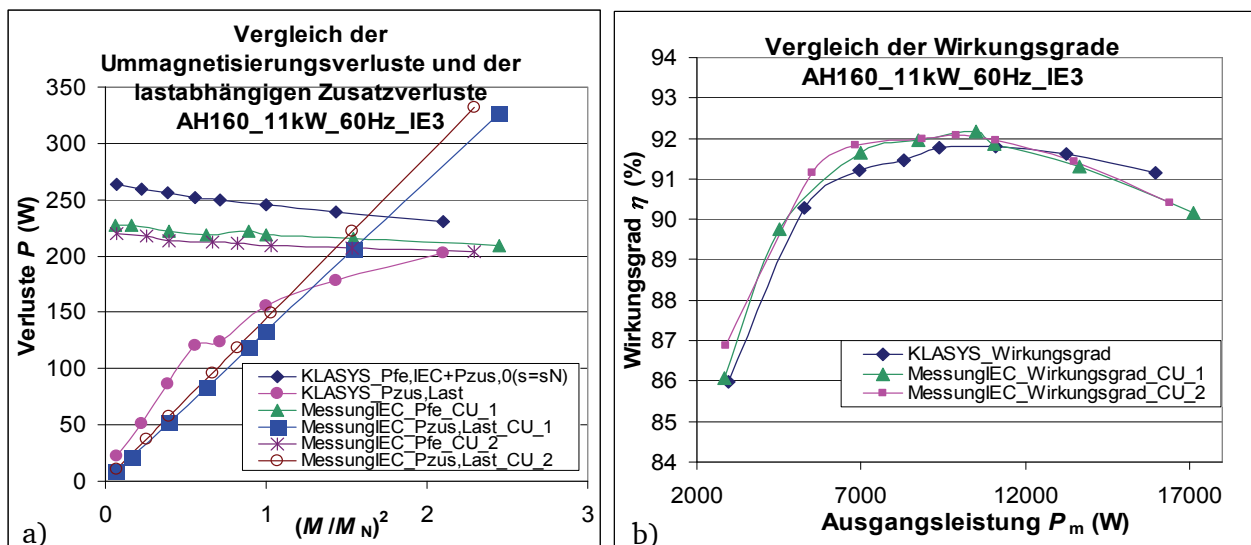
### 7.2.2.2. Motor AH160\_9,2kW\_60Hz\_IE3 und Motor AH160\_11kW\_60Hz\_IE3



**Abbildung 7.8:** Messung des Strangstroms  $I_{s0}$  bei unterschiedlichen Versorgungsspannungen im Vergleich mit den analytisch berechneten Werten (*KLASYs*) a) Prototyp AH160\_9,2kW\_60Hz\_IE3 mit beiden verfügbaren Rotoren ALU\_1 und ALU\_2 b) Prototyp AH160\_11kW\_60Hz\_IE3 mit beiden verfügbaren Rotoren CU\_1 und CU\_2. Bei den Berechnungen wurden die Fertigungseinflüsse gemäß Abschnitt 4.2 berücksichtigt.



**Abbildung 7.9:** a) Vergleich der messtechnisch (IEC-Norm [96] Methode 1) ermittelten mit den analytisch (*KLASYs*) berechneten lastabhängigen Zusatzverlusten  $P_{zus,Last}$  und Ummagnetisierungsverlusten  $P_{Fe,IEC}$  für den Prototyp AH160\_9,2kW\_60Hz\_IE3\_ALU\_1 bzw. ALU\_2. ( $P_{Fe,IEC}$  wird immer zusammen mit den Leerlauf-Zusatzverlusten  $P_{zus,0}(s = s_N)$  gemessen) b) Vergleich der messtechnisch (IEC-Norm [96] Methode 1) ermittelten mit den analytisch (*KLASYs*) berechneten Wirkungsgraden  $\eta$  des Prototypen AH160\_9,2kW\_60Hz\_IE3\_ALU\_1 bzw. ALU\_2.



**Abbildung 7.10:** a) Vergleich der messtechnisch (IEC-Norm [96] Methode 1) ermittelten mit den analytisch (KLASYS) berechneten lastabhängigen Zusatzverlusten  $P_{zus,Last}$  und Ummagnetisierungsverlusten  $P_{Fe,IEC}$  für den Prototyp AH160\_11kW\_60Hz\_IE2\_CU\_1 bzw. CU\_2. ( $P_{Fe,IEC}$  wird immer zusammen mit den Leerlauf-Zusatzverlusten  $P_{zus,0}(s=s_N)$  gemessen) b) Vergleich der messtechnisch (IEC-Norm [96] Methode 1) ermittelten mit den analytisch (KLASYS) berechneten Wirkungsgraden  $\eta$  des Prototypen AH160\_11kW\_60Hz\_IE2\_CU\_1 bzw. CU\_2.

**Tabelle 7.8:** Analytisch (KLASYS) berechnete Kenngrößen im Leerlaufbetrieb der Prototypen AH160\_9,2kW\_60Hz\_IE3 und AH160\_11kW\_60Hz\_IE3 im Vergleich mit Messergebnissen nach IEC-Norm [96] Methode 1.

Größe	Prototyp AH160_9,2kW_60Hz_IE3			Prototyp AH160_11kW_60Hz_IE3		
	KLASYS	Messung		KLASYS	Messung	
		ALU_1	ALU_2		CU_1	CU_2
Spannung $U_{sN}$ (V)	243 D	243,3 D	238,6 D	251 D	250,4 D	250,6 D
Leerlaufstrom $I_{s0}$ (A)	7,16	8,05	8,25	7,77	9,32	9,44
Leistungsfaktor $\cos\varphi_0$	0,074	0,064	0,063	0,041	0,061	0,055
Elek. Eingangsleistung $P_0$ (W)	387,4	376,9	373,9	240,6	429,2	394,22

### Zusammenfassung:

Der Vergleich der gemessenen mit den analytisch vorausberechneten Leerlaufkennlinien in Abbildung 7.8 zeigt wie auch zuvor, dass die Leerlaufströme  $I_{s0}$  sowohl im Falle des Prototyps AH160\_9,2kW\_60Hz\_IE3 als auch für Prototyp AH160\_11kW\_60Hz\_IE3 zu klein berechnet werden. Bei Betrieb mit Bemessungsspannung  $U_N$  ergibt sich für den Prototyp AH160\_9,2kW\_60Hz\_IE3\_ALU\_1 eine Abweichung von  $(I_{s0,rech} - I_{s0,mess})/I_{s0,mess} = -11\%$  und bei dem Prototyp AH160\_11kW\_60Hz\_IE3\_CU\_1 eine Abweichung von  $-16,6\%$ . Die Gegenüberstellung der berechneten und gemessenen Verluste zeigt Tabelle 7.9. Die maximale Abweichung zwischen den vorausberechneten und gemessenen Wirkungsgraden  $\eta$  im Bemessungsbetrieb  $(\eta_{rech} - \eta_{mess})/\eta_{mess}$  beträgt  $0,24\%$ . In Abbildung 7.9a) bzw. Abbildung 7.10a) werden die gemessenen und berechneten Ummagnetisierungsverluste  $P_{Fe,IEC} + P_{zus,0}(s=s_N)$  der Prototypen AH160\_9,2kW\_60Hz\_IE3 bzw. AH160\_11kW\_60Hz\_IE3 gegenübergestellt. Dabei fällt auf, dass die vorausberechneten Ummagnetisierungsverluste  $P_{Fe,IEC} + P_{zus,0}(s=s_N)$  durchweg höher ausfallen als bei den Messungen. Grund dafür kann hier neben den üblichen Schwankungen der Blechqualität eine leichte Überschätzung der Verschlechterung der Verlustkoeffizienten durch die Methode aus Abschnitt 4.2 sein, da die Bleche der beiden Prototypen nicht gestanzt, sondern per Laserschnitt gefertigt wurden.

**Tabelle 7.9:** Analytisch (KLAYSYS) berechnete Leistungsbilanz der Prototypen AH160\_9,2kW\_60Hz\_IE3 und AH160\_11kW\_60Hz\_IE3 im Bemessungsbetrieb im Vergleich mit Messergebnissen nach IEC-Norm [96] Methode 1. Zur Berechnung der Stromwärmeverluste wurden die gleichen Temperaturen wie bei den Messungen verwendet. Die Messergebnisse werden gemäß [96] für eine Umgebungstemperatur von  $\vartheta_{\text{amb}} = 25^\circ\text{C}$  korrigiert. Die grau hinterlegten Felder sind Berechnungsgrößen, die nicht direkt mit entsprechenden Messgrößen vergleichbar sind.

Größe	Prototyp AH160 9,2kW 60Hz IE3			Prototyp AH160 11kW 60Hz IE3		
	KLAYSYS	Messung		KLAYSYS	Messung	
		ALU 1	ALU 2		CU 1	CU 2
Bemessungsspannung $U_N$ (V)	243 D	243,3 D	238,6 D	251 D	250,5 D	249,89
Strangstrom $I_{sN}$ (A)	16,98	17,46	17,76	19,56	20,05	20,32
Hauptfeldspannung $U_h$ (V)	230,9	-	-	233,8	-	-
Leistungsfaktor $\cos\varphi_N$	0,811	0,795	0,795	0,816	0,797	0,793
Elek. Eingangsleistung $P_e$ (W)	10101,8	10140,7	10117,5	12078,3	12017,2	12056,2
Stator-Stromwärmeverluste $P_{\text{Cu},s}$ (W)	250,72	264,78	273,29	342,75	357,36	363,58
Leerlauf-Ummagnetisierungsverluste $P_{\text{Fe},0}$ (W)	173,4	-	-	182,01	-	-
Ummagnetisierungsverluste $P_{\text{Fe},\text{IEC}} = P_{\text{Fe},0} (U_h/U_{h0})^2$ (W)	164,45	-	-	166,84	-	-
Ummagnetisierungsverluste $P_{\text{Fe},N}$ (W) (über Steinmetz-Formel berechnet)	170,89	-	-	174,29	-	-
Umgerechnete Leerlauf-Zusatzverluste $P_{\text{zus},0}(s=s_N) = P_{\text{zus},0}(s=0) \cdot (U_h/U_{h0})^2$ (W)	70,56	-	-	78,92	-	-
Ummagnetisierungsverluste $P_{\text{Fe},\text{IEC}} +$ Leerlauf-Zusatzverluste $P_{\text{zus},0}(s=s_N)$ (W)	235,01	209,25	201,55	245,77	218,24	208,95
Rotor-Stromwärmeverluste $P_{\text{Cu},r}$ (W)	182,16	189,13	205,04	139,91	151,94	151,83
Reibungsverluste $P_{\text{fr}+w}$ (W)	101,07	101,56	107,21	107,25	119,35	94,46
Verluste Stromüberschwingungen $P_{\text{Cu},r,\text{os}}$ (W)	7,4	-	-	7,5	-	-
Flusspulsationsverluste in den Statorzähnen $P_{p,s}$ (W)	57,39	-	-	63,52	-	-
Oberflächenverluste Stator $P_{O,s}$ (W)	35,47	-	-	48,25	-	-
Flusspulsationsverluste in den Rotorzähnen $P_{p,r}$ (W)	0,692	-	-	0,754	-	-
Oberflächenverluste Rotor $P_{O,r}$ (W)	83,21	-	-	108,54	-	-
Querstromzusatzverluste $P_{q,r}$ (W)	3,68	-	-	5,75	-	-
Gesamte Zusatzverluste $P_{\text{zus}}$ (W)	187,95	-	-	234,46	-	-
Lastabhängige Zusatzverluste $P_{\text{zus},\text{Last}}$ (W)	117,39	107,48	97,20	155,53	132,85	149,43
Gesamtverluste $P_d$ (W)	886,29	872,20	884,29	991,20	979,74	968,25
Mech. Ausgangsleistung $P_m$ (W)	9215,5	9268,5	9233,2	11087,1	11037,5	11087,9
Wellenmoment $M$ (Nm)	49,85	50,15	50,05	59,57	59,34	59,61
Drehzahl $n$ ( $\text{min}^{-1}$ )	1765,4	1764,8	1761,7	1777,3	1776,1	1776,1
Wirkungsgrad $\eta$ (%)	91,23	91,40	91,26	91,79	91,85	91,96
Wirkungsgradklasse nach [19]	IE2	IE2	IE2	IE2	IE2	IE2

Abbildung 7.9b) bzw. Abbildung 7.10b) stellen die jeweils gemessenen und vorausgerechneten Wirkungsgrade  $\eta$  in den sechs Lastpunkten aus [96] dar. Hier sind die Übereinstimmungen zwischen Vorausberechnungen und den Messergebnissen in Anbetracht der Rechen- und Messtoleranzen zufriedenstellend. Allerdings erfüllen beide Entwürfe nicht die geforderte Wirkungsgradklasse IE3. Für den Prototyp AH160\_9,2kW\_60Hz\_IE3 ergibt die Messung im günstigsten Fall mit dem Rotor ALU\_1 eine Abweichung von  $\Delta\eta = \eta_{\text{soll}} - \eta_{\text{ist}} = 92 \% - 91,4 \% = 0,6 \%$  (vgl. Tabelle 7.3) und für den Prototyp AH160\_11kW\_60Hz\_IE3 mit dem Rotor CU\_2 eine Abweichung von  $\Delta\eta = \eta_{\text{soll}} - \eta_{\text{ist}} = 92,7 \% - 91,96 \% = 0,74 \%$  (vgl. Tabelle 7.3).

### 7.2.3. Anlaufverhalten

Das Anlaufverhalten der Motoren wurde mit dem Reversiersversuch aus Abschnitt 4.4.4 und durch Belastung mit einer Pendelmaschine gemessen. Besonders bei den Messungen im 60Hz-Betrieb kommt es während des Reversierens zu einem erheblichen Einbruch der Versorgungsspannung, was durch quadratische Korrektur der Drehmomentmesswerte  $M \sim U_s^2$  und lineare Korrektur der Strangströme  $I_s \sim U_s$  in Bezug auf die Betriebsspannung rechnerisch kompensiert wird (vgl. Abbildung 7.12d, Abbildung 7.13b, Abbildung 7.14b). Dabei ist zu beachten, dass sich durch die reduzierten Spannungen auch die Sättigungsverhältnisse verändern, so dass eine Korrektur alleine über die Spannungswerte vor allem bei den hier sehr hohen Spannungseinbrüchen bis zu fast 40 % (Abbildung 7.14b) nur näherungsweise richtig ist. Weiterhin ist zu berücksichtigen, dass die Frequenz  $f_s$  während des Reversierens am verwendeten 60-Hz-Umformersatz kurzzeitig um  $\pm 3 \%$  variiert, da trotz Optimierung der Parameter der Drehzahlregelung des Umformers eine gewisse Nachregelzeit unvermeidbar ist.

#### 7.2.3.1. Motor AH160\_9,2kW\_50Hz\_IE2 im Vergleich mit dem Serienmotor AH160

Abbildung 7.11a) vergleicht die Messergebnisse  $M(s)$  zweier hintereinander durchgeführter Reversiersversuche mit dem Serienmotor AH160 mit den analytischen Vorausberechnungen a) mit Berücksichtigung des gemessenen Querwiderstandsbelags  $r_q = 1,2 \cdot 10^{-4} \text{ Ohm} \cdot \text{cm}^2$  (vgl. Abschnitt 4.4) und b) mit der Annahme eines isolierten Käfigs. Die großen Unterschiede bei den analytischen Ergebnissen verdeutlichen den Einfluss der Querströme  $I_q$  auf die Hochlaufkurven und die Notwendigkeit, gerade bei den hier betrachteten tiefen Rotornuten mit einer verhältnismäßig großen Nutseitenfläche von  $A_q = 71,7 \text{ cm}^2$ , den richtigen Wert für den Querwiderstandsbelag  $r_q$  in der Rechnung zu verwenden. Die Rechnung und die Messung zeigen ein deutliches synchrones Oberwellenmoment  $M_{e\nu\nu}$  im Anlaufbereich bei einem Schlupf von  $s = 0,9$ , welches auf die nutharmonische Feldoberwelle  $\nu = -\mu = 19$  zurück zu führen ist, und ein synchrones Oberwellenmoment  $M_{e\nu\nu}$ , verursacht durch die Feldoberwelle  $\nu = -\mu = -11$  bei einem Schlupfwert von  $s = 1,2$ . Zudem bilden sich starke asynchrone Oberwellenmomente  $M_{e\nu}$  (vorwiegend) aufgrund des ersten Nutharmonischenpaars im Bereich des Kurzschlusspunkts  $s \approx 1$  und ein deutliches asynchrones Oberwellenmoment  $M_{e\nu}$  im Bereich des Schlupfwerts  $s = 1,2$  aufgrund der Feldoberwelle der Ordnung  $\nu = 5$  aus. Wie bereits in Abschnitt 4.4.4 erwähnt, ist die starke Überhöhung der Drehmomente im Gegenstrombereich bei den Messergebnissen auf die Einflüsse von Wirbelströmen in axialer Richtung durch die teilweise gebrückten Rotorbleche und die zusätzlich ansteigenden Rotorquerströme in den geschrägten Rotoren zurückzuführen (vgl. [33, 62]). Da das Vorzeichen der synchronen Oberwellenmomente (bremsend oder antreibend) von der Phasenlage zwischen dem beteiligten Rotoroberfeld und dem Statoroberfeld im jeweiligen Betriebsschlupf  $s$  abhängt [23, 26, 67], variiert es zufällig mit der Rotorlage, weswegen die synchronen Oberwellenmomente beim Schlupf  $s = 0,9$  in Abbildung 7.12a) unterschiedliches Vorzeichen aufweisen. Abbildung 7.11b) vergleicht die im Reversiersversuch gemessenen Hochlaufkurven  $M(s)$  des Serienmotors AH160 mit den Messergebnissen des Prototyps AH160\_9,2kW\_50Hz\_IE2. Es zeigt sich ein leichter Anstieg des Anlaufmoments  $M_1$  (um ca. 9 %) bei gleichzeitiger Reduktion des Kippmoments  $M_b$  (um ca. 5 %) beim Prototypen AH160\_9,2kW\_50Hz\_IE2. Wie auch die analytische Berechnung in Abbildung 7.12a) zeigt, ergibt sich für den Prototypen AH160\_9,2kW\_50Hz\_IE2 ein großes synchrones Oberwellenmoment  $M_{e\nu\nu}$  aufgrund der Feldoberwellen der Ordnung  $\nu = -\mu = -17$  im Gegenstrombereich, während die

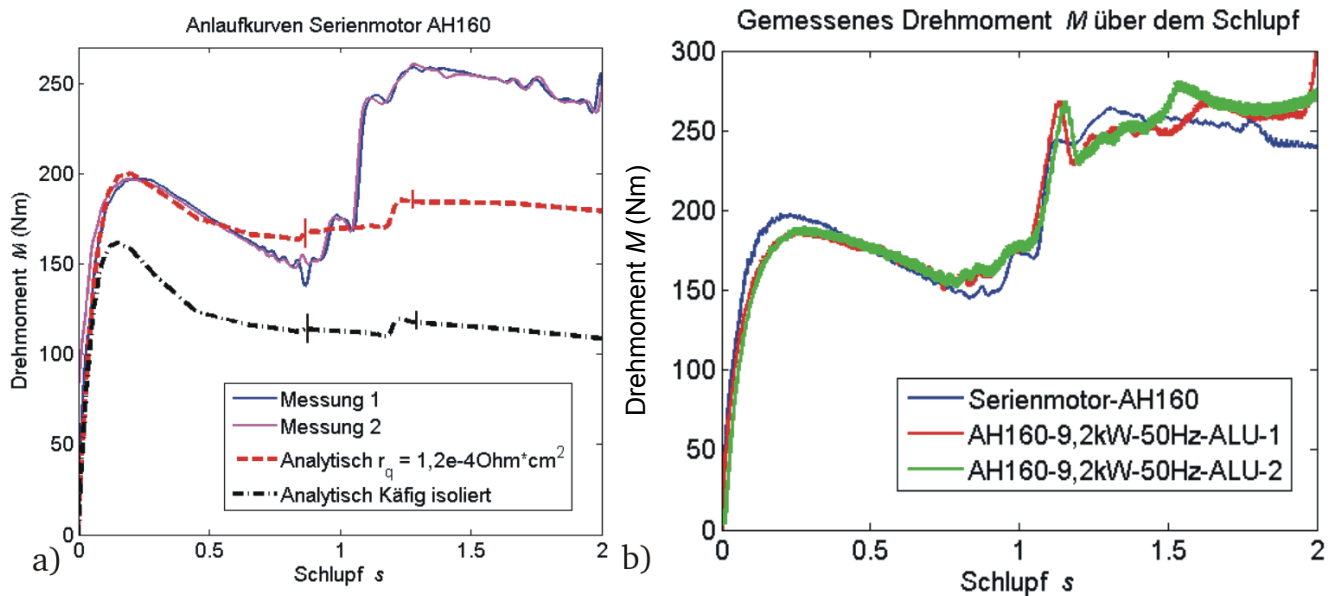


$M(s)$ -Kurve im Anlaufbereich nur um den Kurzschlusspunkt herum durch die asynchronen Oberwellenmomente (vorwiegend) der nutharmonischen Feldoberwellen beeinflusst wird.

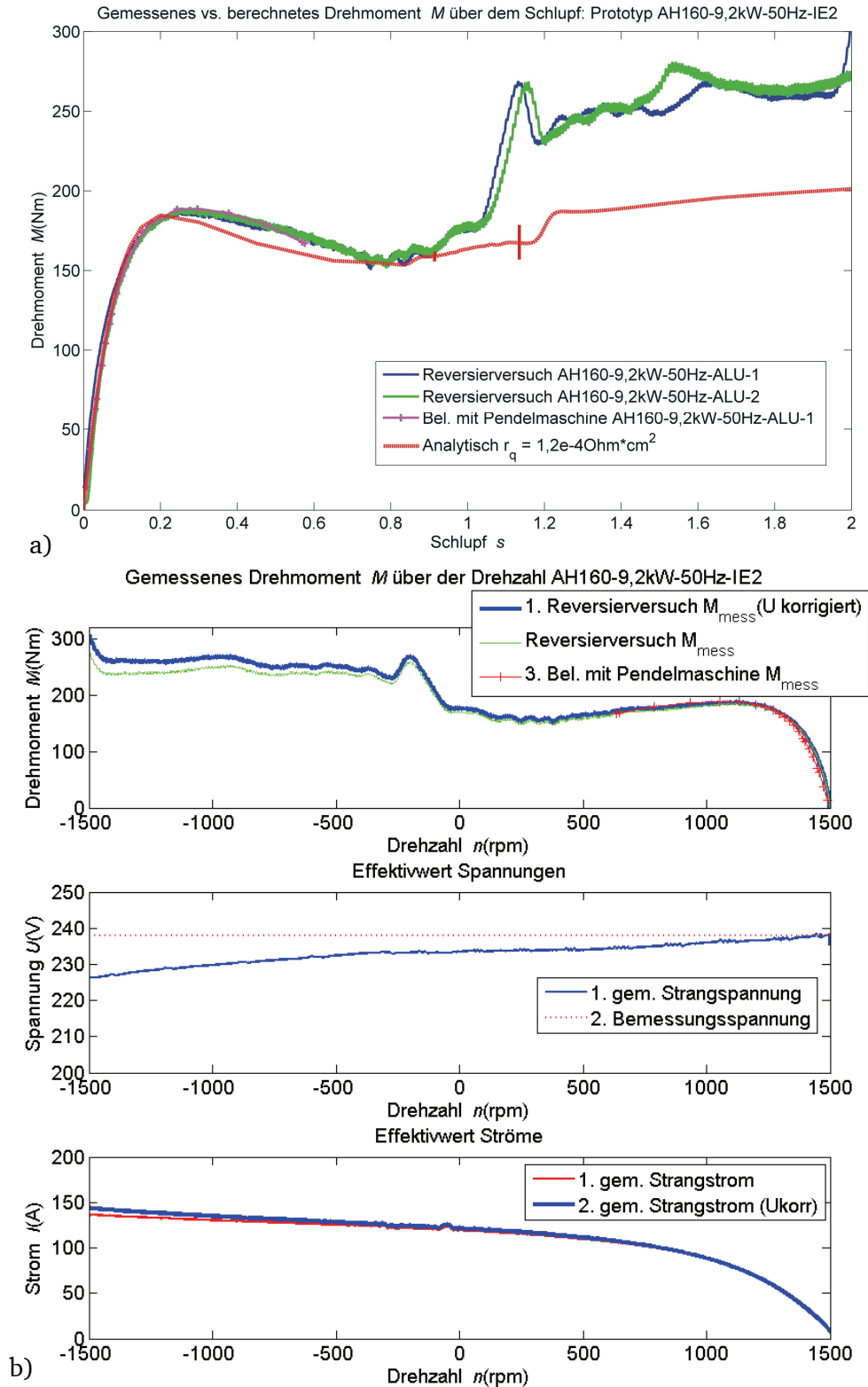
Tabelle 7.10 stellt die gemessenen und analytisch vorausberechneten charakteristischen Drehmomentwerte für den Serienmotor AH160 und den Prototyp AH160\_9,2kW\_50Hz\_IE2 gegenüber. Der Entwurf erfüllt alle bezüglich der maximalen und minimalen Drehmomente geforderten Vorgaben. Die Messergebnisse für beide Rotoren ALU\_1 und ALU\_2 sind vergleichbar.

**Tabelle 7.10:** Analytisch (*KLASY*) berechnete Drehmomente des Prototypen AH160\_9,2kW\_50Hz\_IE2 und des Serienmotors AH160 im Vergleich mit Messergebnissen aus dem Reversiersuch.

Größe	Serienmotor AH160		Prototyp AH160_9,2kW_50Hz_IE2		
	<i>KLASY</i>	Messung	<i>KLASY</i>	Messung	
				ALU_1	ALU_2
Spannung $U_N$ (V)	400 Y	400 Y	412 Y	412 Y	408 Y
Anlaufmoment $M_1$ (Nm)	161,2	162,6	163,6	177,4	177,9
Kippmoment $M_b$ (Nm)	202,1	195,2	184,8	185,3	186,8
Sattelmoment $M_u$ (Nm)	154,3	138,1	153,6	152,9	154,0
Bemessungsmoment $M_N$ (Nm)	60,0	59,79	60,36	60,02	60,68

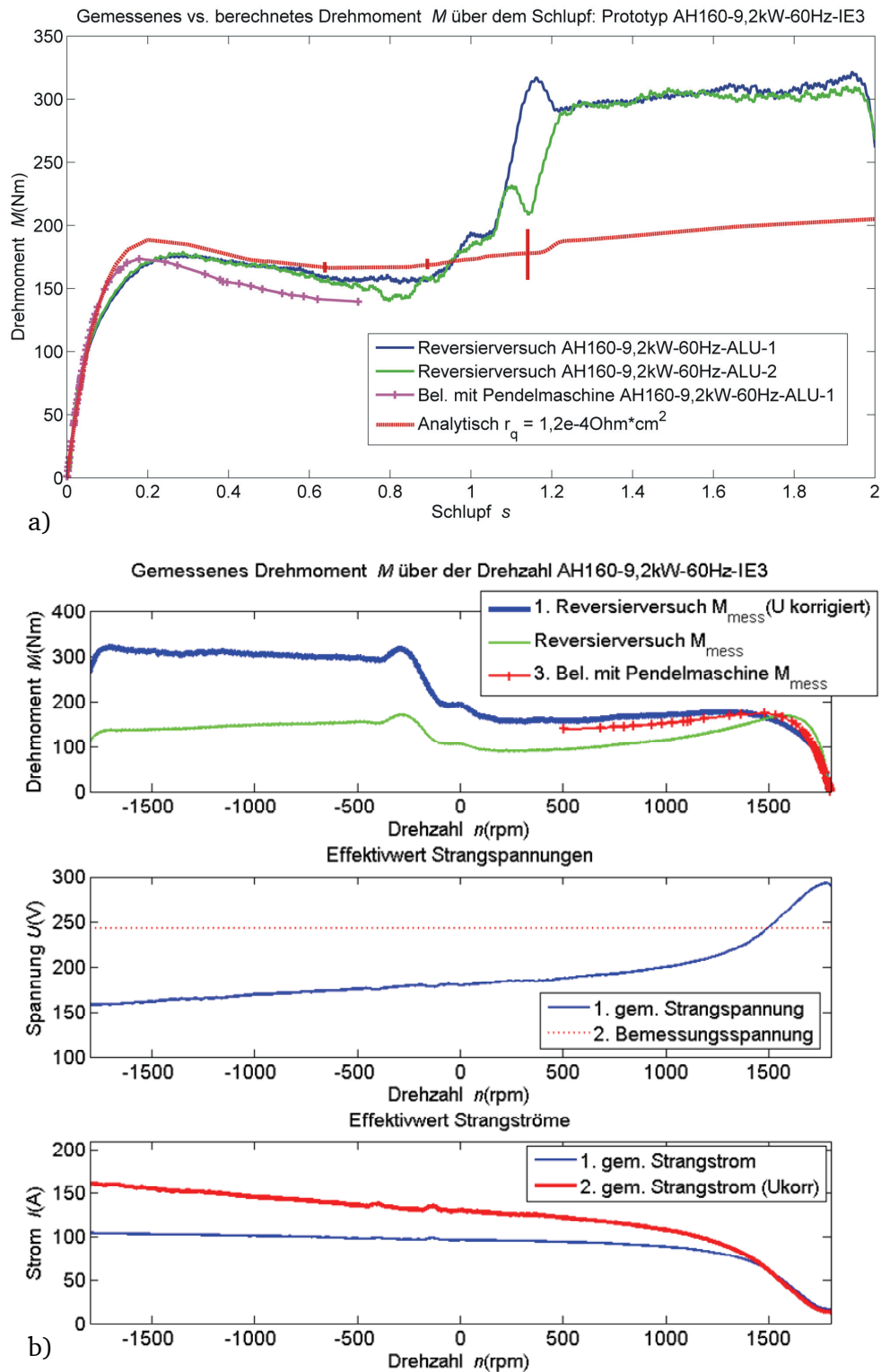


**Abbildung 7.11:** a) Über den Reversiersuch (Abschnitt 4.4.4) gemessene Hochlaufkurven des Serienmotors AH160 im Vergleich mit den analytisch (*KLASY*) vorausberechneten Hochlaufkurven bei Bemessungsspannung  $U_N = 400 \text{ VY}$ ,  $f_N = 50 \text{ Hz}$ . Um den Einfluss des Querwiderstandes  $R_q$  zu verdeutlichen, werden die analytischen Berechnungen alternativ mit Verwendung des gemessenen Werts von  $r_q = 1,2 \cdot 10^{-4} \text{ Ohm} \cdot \text{cm}^2$  und mit der Annahme eines ideal isolierten Käfigs dargestellt. b) Gegenüberstellung der im Reversiersuch gemessenen Hochlaufkurven des Serienmotors AH160 ( $U_N = 400 \text{ VY}$ ,  $f_N = 50 \text{ Hz}$ ) mit dem Prototypen AH160\_9,2kW\_50Hz\_IE2 ( $U_N = 412 \text{ VY}$  bzw.  $408 \text{ VY}$ ,  $f_N = 50 \text{ Hz}$ ).

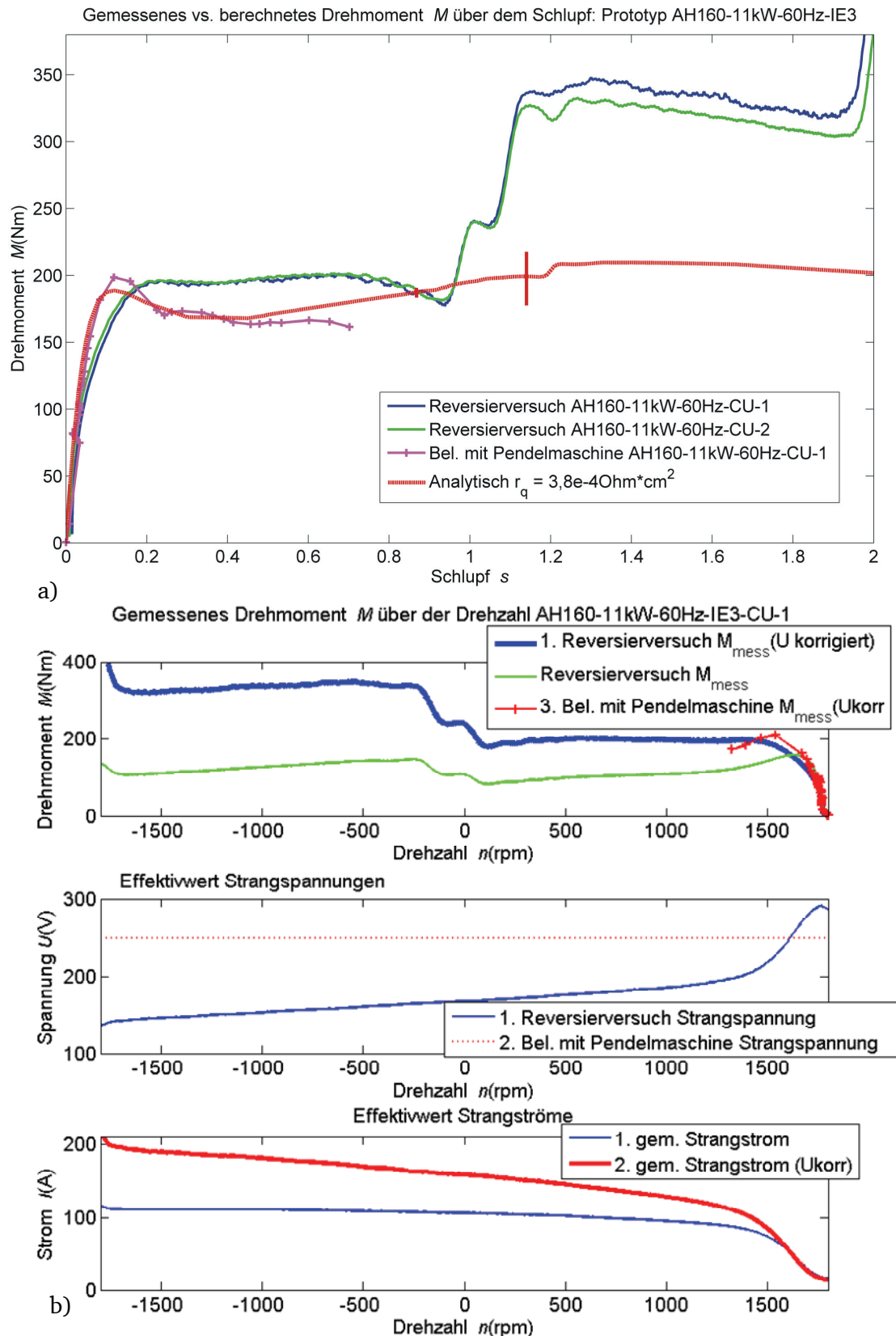


**Abbildung 7.12:** a) Über den Reversiersversuch (Abschnitt 4.4.4) gemessene Hochlaufkurven des Prototypen AH160\_9,2kW\_50Hz\_IE2\_ALU\_1 bzw. ALU\_2 ( $U_N = 412$  VY bzw. 408 VY,  $f_N = 50$  Hz) im Vergleich mit den analytisch (*KLASY5*) vorausberechneten Hochlaufkurven mit  $r_q = 1,2 \cdot 10^{-4} \text{ Ohm} \cdot \text{cm}^2$ . b) Während des Reversiersversuchs aus c) gemessene Verläufe der Strangspannung  $U_s$  und des in Bezug auf die Bemessungsspannung korrigierten Drehmoments  $M$  und Strangstroms  $I_s$  des Prototyps AH160\_9,2kW\_50Hz\_IE2\_ALU\_1.

### 7.2.3.2. Motor AH160\_9,2kW\_60Hz\_IE3 und Motor AH160\_11kW\_60Hz\_IE3



**Abbildung 7.13:** a) Über den Reversiersversuch (Abschnitt 4.4.4) und Belastung mit der Pendelmaschine gemessene Hochlaufkurven des Prototypen AH160\_9,2kW\_60Hz\_IE3\_ALU\_1 bzw. ALU\_2 ( $U_N = 243$  VD bzw. 239 VD,  $f_N = 60$  Hz) im Vergleich mit den analytisch (KLASY) vorausberechneten Hochlaufkurven mit  $r_q = 1,2 \cdot 10^{-4} \text{ Ohm} \cdot \text{cm}^2$ . b) Während des Reversiersversuchs aus a) gemessene Verläufe der Strangspannung  $U_s$  und des in Bezug auf die Bemessungsspannung korrigierten Drehmoments  $M$  und Strangstroms  $I_s$  des Prototyps AH160\_9,2kW\_60Hz\_IE3\_ALU\_1.



**Abbildung 7.14:** Über den Reversiersuch (Abschnitt 4.4.4) und Belastung mit der Pendelmaschine gemessene Hochlaufkurven des Prototypen AH160\_11kW\_60Hz\_IE3\_CU\_1 bzw. CU\_2 ( $U_N = 251$  VD bzw. 250 VD,  $f_N = 60$  Hz) im Vergleich mit den analytisch (KLASY) vorausberechneten Hochlaufkurven mit  $r_q = 3,8 \cdot 10^{-4} \text{ Ohm} \cdot \text{cm}^2$ . b) Während des Reversiersuchs aus a) gemessene Verläufe der Strangspannung  $U_s$  und des in Bezug auf die Bemessungsspannung korrigierten Drehmoments  $M$  und Strangstroms  $I_s$  des Prototypen AH160\_11kW\_60Hz\_IE3\_ALU\_1.

### Zusammenfassung:

Die Messungen zeigen, dass lediglich für den Motor AH160\_11kW\_60Hz\_IE3 eine Überschreitung des maximal zulässigen Drehmoments im Kurzschlusspunkt auftritt. Generell zeigen alle Messungen, dass kaum Spielraum für eine weitere Erhöhung der maximalen Drehmomentwerte vorliegt. Die normativ geforderten minimalen Werte für einen gesicherten Anlauf werden durchweg eingehalten.

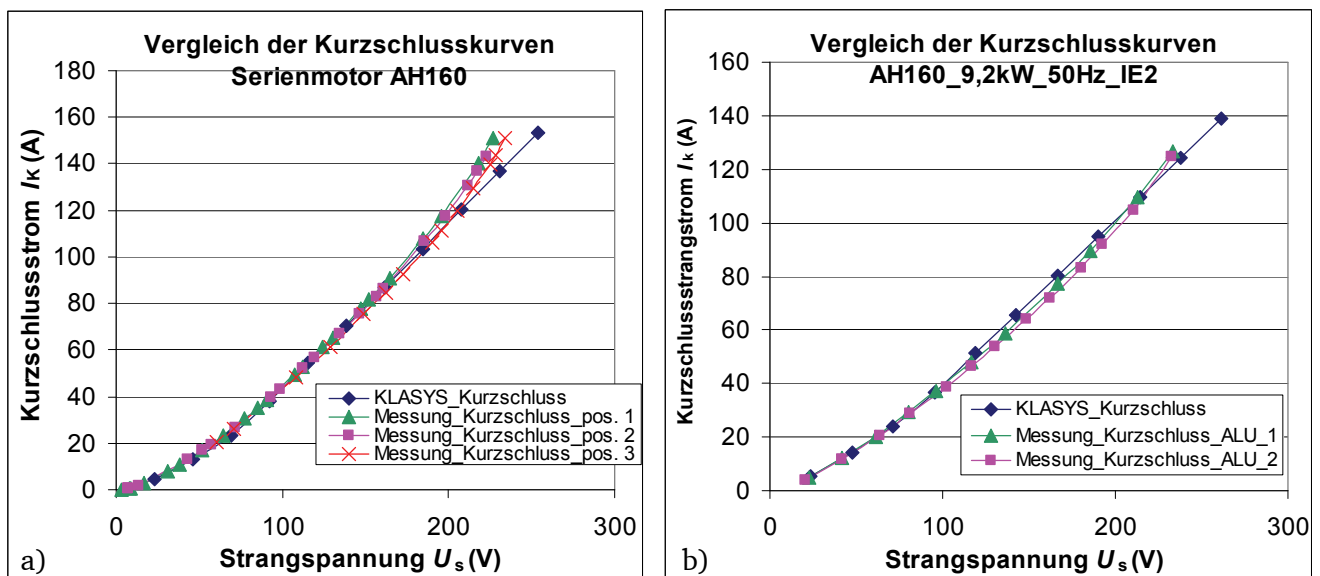
**Tabelle 7.11:** Analytisch (KLASY5) berechnete Drehmomente der Prototypen AH160\_9,2kW\_60Hz\_IE3 und AH160\_11kW\_60Hz\_IE3 im Vergleich mit Messergebnissen aus dem Reversierversuch.

Größe	Prototyp AH160 9,2kW 60Hz IE3			Prototyp AH160 11kW 60Hz IE3		
	KLASY5	Messung		KLASY5	Messung	
		ALU_1	ALU_2		CU_1	CU_2
Spannung $U_N$ (V)	243 D	243 D	243 D	251 D	251 D	250 D
Anlaufmoment $M_1$ (Nm)	173,3	191,8	183,4	195,2	237,3	235,5
Kippmoment $M_b$ (Nm)	187,0	174,7	173,6	188,8	194,7	195,3
Sattelmoment $M_u$ (Nm)	166,3	153,7	144,4	168,0	179,4	181,2
Bemessungsmoment $M_N$ (Nm)	49,85	50,15	50,05	59,57	59,34	59,61

### 7.2.4. Kurzschlusskennlinien

Bei fest gebremstem Rotor und steigender Versorgungsspannung  $U_s$  werden die Strangströme  $I_s$  gemessen und berechnet. Dabei muss gewährleistet sein, dass die Vorgaben bezüglich der maximalen Kurzschlusscheinleistung  $S_k$  bei Bemessungsspannung  $U_{sN}$  eingehalten werden. Durch die ansteigende Sättigung der Streuwege (Zick-Zack- und Nutstreufluss mit den Sättigungsfaktoren  $k_{zk}$  bzw.  $k_{ns,t/s,A/B}$ ) bei ansteigender Versorgungsspannung (Abschnitt 4.1), steigen die Kurven  $I_k(U_s)$  nichtlinear an. Daher sollte eine Messung des Kurzschlussstromes auch immer bis zur Bemessungsspannung  $U_{sN}$  hin vorgenommen werden, auch wenn dies mit einer starken Erwärmung der Wicklung einhergeht.

#### 7.2.4.1. Motor AH160\_9,2kW\_50Hz\_IE2 im Vergleich mit dem Serienmotor AH160



**Abbildung 7.15:** a) Messung der Kurzschlusskennlinien  $I_k(U_s)$  in drei unterschiedlichen Positionen und Vergleich mit der analytischen Vorausberechnung für den Serienmotor AH160. b) Messung der Kurzschlusskennlinien  $I_k(U_s)$  der Prototypen AH160\_9,2kW\_50Hz\_IE2\_ALU\_1 bzw. ALU\_2 und Vergleich mit der analytischen Vorausberechnung.



**Zusammenfassung:**

Abbildung 7.15a) zeigt die für drei unterschiedliche festgehaltene Rotorpositionen gemessenen Kurzschlusskurven  $I_k(U_s)$  des Serienmotors AH160 im Vergleich mit den analytisch mit *KLASYs* berechneten Werten. Es zeigt sich eine leichte Abhängigkeit des Kurzschlussstroms von der Rotorposition, da sich mit unterschiedlichen Rotorpositionen relativ zum Stator aufgrund der gegenseitigen Nutung auch die Flussverkettungen des Luftspaltstreufeldes mit der Statorwicklung ändern. Obwohl die Ströme  $I_k$  im Bereich der Bemessungsspannung  $U_{sN} = 231 \text{ V}$  bei der Messung stärker ansteigen als bei der Berechnung, was auf eine in Realität höhere Sättigung der Streuwege als in der Berechnung schließen lässt, sind die Ergebnisse vergleichbar. Für den Serienmotor AH160 ergibt sich für den Kurzschlussstrom bei Bemessungsspannung  $I_k(U_{sN})$  eine Abweichung von  $(I_{k, \text{rech}} - I_{k, \text{mess}}) / I_{k, \text{mess}} = -5 \%$ .

**Tabelle 7.12:** Analytisch (*KLASYs*) berechnete Kenngrößen im Kurzschlussbetrieb des Prototypen AH160\_9,2kW\_50Hz\_IE2 und des Serienmotors AH160 im Vergleich mit Messergebnissen.

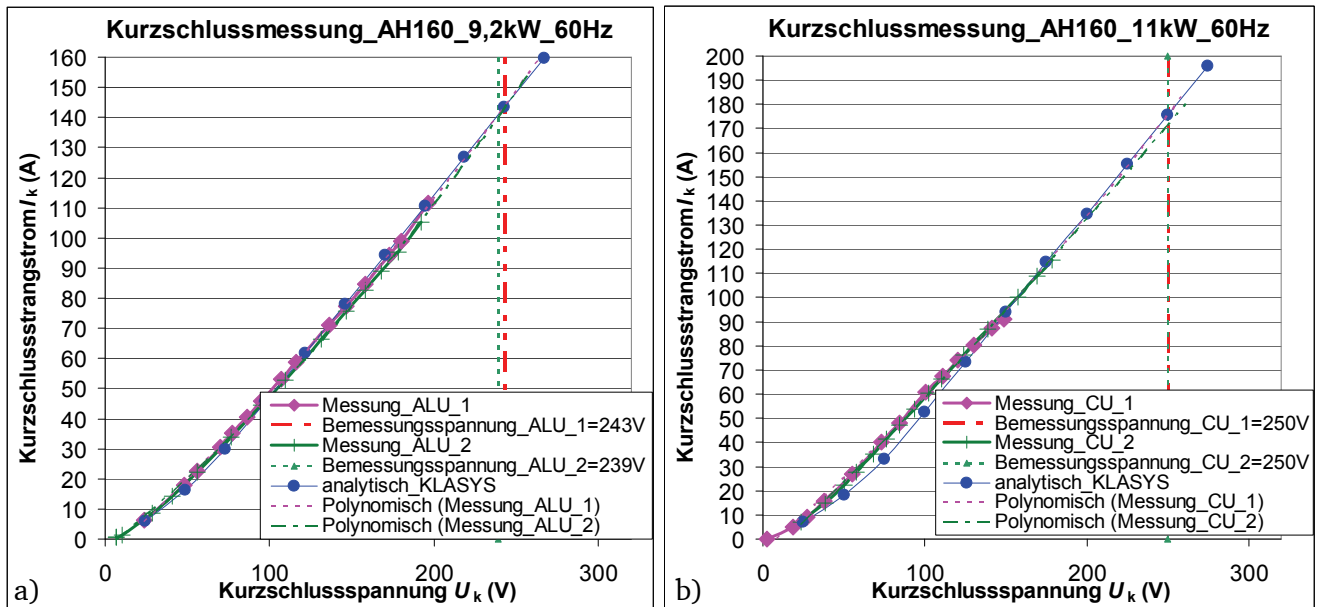
Größe	Serienmotor AH160		Prototyp AH160 9,2kW 50Hz IE2		
	KLASYs	Messung	KLASYs	Messung	
				ALU 1	ALU 2
Verkettete Spannung $U_K$ (V)	400 Y	396,2 Y	412 Y	412 Y	408 Y
Kurzschlussstrom $I_K$ (A)	136,6	143,8	124,05	130,64	126,94
Leistungsfaktor $\cos \varphi_K$	0,503	0,592	0,498	0,548	0,550
Elek. Eingangsleistung $P_K$ (kW)	47,55	58,39	44,04	51,09	49,34

Abbildung 7.15b) zeigt die gemessenen Kurzschlusskurven der Prototypen AH160\_9,2kW\_50Hz\_IE2\_ALU\_1 und ALU\_2 im Vergleich mit den analytischen Vorausberechnungen. Bei Betrieb im Kurzschluss ( $s = 1$ ) mit Bemessungsspannung ergibt sich eine Abweichung von  $(I_{k, \text{rech}} - I_{k, \text{mess}}) / I_{k, \text{mess}} = -5 \%$  bei Verwendung des Rotors ALU\_1 und  $(I_{k, \text{rech}} - I_{k, \text{mess}}) / I_{k, \text{mess}} = -2,3 \%$  für die Messung mit dem Rotor ALU\_2. Tabelle 7.10 fasst die berechneten und die gemessenen Werte für den Serienmotor AH160 und den Prototyp AH160\_9,2kW\_50Hz\_IE2 für Betrieb mit der Bemessungsspannung  $U_N$  zusammen. Der Prototyp unterschreitet den maximal zulässigen Kurzschlussstrom von  $I_{k, \text{max}} = 151,4 \text{ A}$  (vgl. Tabelle 7.2) deutlich.

#### 7.2.4.2. Motor AH160\_9,2kW\_60Hz\_IE3 und Motor AH160\_11kW\_60Hz\_IE3

**Tabelle 7.13:** Analytisch (*KLASYs*) berechnete Kenngrößen im Kurzschlussbetrieb der Prototypen AH160\_9,2kW\_60Hz\_IE3 und AH160\_11kW\_60Hz\_IE3 im Vergleich mit den polynomisch extrapolierten Messergebnissen.

Größe	Prototyp AH160 9,2kW 60Hz IE3			Prototyp AH160 11kW 60Hz IE3		
	KLASYs	Messung		KLASYs	Messung	
		ALU 1	ALU 2		CU 1	CU 2
Spannung $U_K$ (V)	243 D	243	239	251 D	251 D	250 D
Kurzschlussstrom $I_{sK}$ (A)	143,3	141,7	142,3	175,4	174,8	172,1
Leistungsfaktor $\cos \varphi_K$	0,512	-	-	0,496	-	-
Elek. Eingangsleistung $P_K$ (kW)	53,41	-	-	65,21	-	-



**Abbildung 7.16:** a) Messung der Kurzschlusskennlinien  $I_k(U_k)$  der Prototypen AH160\_9,2kW\_60Hz\_IE3\_ALU\_1 bzw. ALU\_2 und Vergleich mit der analytischen Vorausberechnung. b) Messung der Kurzschlusskennlinien  $I_k(U_k)$  der Prototypen AH160\_11kW\_60Hz\_IE3\_CU\_1 bzw. CU\_2 und Vergleich mit der analytischen Vorausberechnung. Da eine Messung mit 60Hz bei dem zur Verfügung stehenden Umformersatz nur bis zu einem maximalen Kurzschlussstrom  $I_k$  von ca. 110 A möglich ist, muss eine Extrapolation für die Werte bei Bemessungsspannung erfolgen.

### Zusammenfassung:

Abbildung 7.16a) zeigt die gemessenen und vorausberechneten Kurzschlusskennlinien  $I_k(U_k)$  der Prototypen AH160\_9,2kW\_60Hz\_IE3 bzw. AH160\_11kW\_60Hz\_IE3 mit den jeweils zwei zur Verfügung stehenden Rotoren ALU\_1 und ALU\_2 und Abbildung 7.16b) jene mit den Läufern CU\_1 und CU\_2. Da eine Messung mit dem zur Verfügung stehenden Umformersatz zur Generierung der 60Hz-Versorgungsspannung nur bis zu einem Kurzschlussstrom  $I_k$  von ca. 110 A der im Dreieck verschalteten Testmotoren möglich war, werden die Werte für den Betrieb mit Bemessungsspannung über ein Polynom 2. Ordnung aus den Messergebnissen extrapoliert. Es ergeben sich die in Tabelle 7.13 angegebenen Ergebnisse. Für den Prototyp AH160\_9,2kW\_60Hz\_IE3 mit dem Rotor ALU\_1 ergibt sich eine Abweichung zwischen analytischer Rechnung und Messung von  $(I_{k, \text{rech}} - I_{k, \text{mess}}) / I_{k, \text{mess}} = 1,1 \%$  und für den Betrieb mit dem Rotor ALU\_2 eine Abweichung von  $(I_{k, \text{rech}} - I_{k, \text{mess}}) / I_{k, \text{mess}} = 0,7 \%$ . Für den Prototyp AH160\_11kW\_60Hz\_IE3 mit dem Rotor CU\_1 ergibt sich eine Abweichung zwischen analytischer Rechnung und Messung von  $(I_{k, \text{rech}} - I_{k, \text{mess}}) / I_{k, \text{mess}} = 0,3 \%$  und für den Betrieb mit dem Rotor CU\_2 eine Abweichung von  $(I_{k, \text{rech}} - I_{k, \text{mess}}) / I_{k, \text{mess}} = 1,9 \%$ . Es ist zu erwarten, dass sich die Kurzschlusskurven in der Realität durch die Sättigung der Streuwege im Bereich der Bemessungsspannung stärker erhöhen als dies bei der Extrapolation der Fall ist (vgl. Messung im 50Hz-Betrieb Abbildung 7.15). Sowohl im Falle des Prototyps AH160\_9,2kW\_60Hz\_IE3 als auch für den Prototyp AH160\_11kW\_60Hz\_IE3 wird mit  $I_k(U_N) = 142 \text{ A}$  bzw.  $175 \text{ A}$  der Grenzwert von  $I_{k, \text{max}} = 151,4 \text{ A}$  bzw.  $180,9 \text{ A}$  knapp unterschritten (vgl. Tabelle 7.3).

### 7.2.5. Thermisches Verhalten

Zur Vorausberechnung der Betriebstemperaturen wird das in Kapitel 6 vorgestellte thermische Widerstandsnetzwerk verwendet. Die für die Berechnung eingesetzten Verluste sind in Abschnitt 7.2.2 zusammengefasst. Zum Vergleich stehen Messergebnisse der Temperaturen am Gehäuse (am Lufteintritt und im Windschatten des Klemmenkastens) und die gemessenen mittleren Wicklungstemperaturen sowie die Temperaturfühler zur punktuellen Erfassung der Temperatur im Bereich des Wickelkopfs der A-Seite zur Verfügung.

### 7.2.5.1. Motor AH160\_9,2kW\_50Hz\_IE2 im Vergleich mit dem Serienmotor AH160

Der Grenzwert der maximal zulässigen Übertemperatur  $\Delta\vartheta = 105\text{ K}$  der Wärmeklasse F in der Statorwicklung, bestimmt mit dem Widerstandsverfahren gemäß IEC60034-1, wird mit großem Abstand eingehalten (siehe Tabelle 7.14), da die Motorausnutzung zur Erhöhung des Motorwirkungsgrads reduziert ist. Auch im Betrieb mit  $P_N = 15\text{ kW}$  sind keine Grenzwertüberschreitungen zu erwarten. Für den Betrieb mit einer Netzfrequenz von  $f_N = 60\text{ Hz}$  ist bei dem hier verwendeten Rechenmodell, welches die gesamten Reibungsverluste  $P_{fr+w}$  als Lagerreibungsverluste der beiden Kugellager berücksichtigt, eine im Vergleich zur Realität erhöhte Temperatur von Lagerinnen- und Außenring zu vermuten. Da die Luftreibungsverluste  $P_w \sim n^3$  bei 60 Hz überproportional im Vergleich zu den Lagerreibungsverlusten  $P_{fr} \sim n$  ansteigen, sollte der durch diese Annahme verursachte Fehler, dass beide Verlustkomponenten im Lager anfallen, deutlich ansteigen.

**Tabelle 7.14:** Analytisch berechneter Temperaturanstieg  $\Delta\vartheta$  des Prototyps AH160\_9,2kW\_50Hz\_IE2 und des Serienmotors AH160 im Vergleich mit Messergebnissen nach dem Erwärmungslauf mit  $P_N = 9,2\text{ kW}$  (analytische Berechnung: Mittelwerte aus A- und B-Seite in entsprechenden Maschinenbauteilen, siehe Abschnitt 6.2.3 ).

Erwärmung: $\Delta\vartheta = \vartheta - \vartheta_{amb}$ Maschinenbauteil	Serienmotor AH160		Prototyp AH160_9,2kW_50Hz_IE2		
	Analytisch	Messung	Analytisch	Messung	
				ALU 1	ALU 2
Gehäuse am Lufteintritt	29,3 K	11,3 K	29,1 K	11,7 K	10,5 K
Gehäuse im Windschatten des Klemmenkastens		32,3 K		30,1 K	32,4 K
Mittlere Wicklungstemperatur	45,7 K	47,6 K	46,5 K	50,1 K	51,7 K
Wickelkopf	50,3 K	48,1 K	51,0 K	51,2 K	53,7 K
Rotoroberfläche	57,2 K	-	62,4 K	-	-
Lageraußenring	28,7 K	-	31,5 K	-	-
Lagerinnenring	39,1 K	-	42,9 K	-	-

Zur Berücksichtigung der erhöhten Wärmeübergangskoeffizienten  $\alpha$  im Gehäuse und am Lagerschild der B-Seite im 60 Hz-Betrieb aufgrund des um 20 % erhöhten Lüfterdrehzahl im Vergleich zum 50Hz-Betrieb wird ein linearer Anstieg der in diesen Bereichen vorherrschenden Windgeschwindigkeiten  $v_{Luft}$  angenommen (vgl. Abschnitt 6.3.1). Der äquivalente Leitwert des Luftspalts wird im 50 Hz- und 60 Hz als gleich angenommen, da sich für diese Drehzahlsteigerung keine wesentliche Erhöhung der Nusselt-Zahl  $Nu \approx 2$  ergibt.

Die vorausberechneten Temperaturen stimmen im Rahmen der Mess- und Simulationsgenauigkeit gut mit den verfügbaren Messwerten überein.

### 7.2.5.2. Motor AH160\_9,2kW\_60Hz\_IE3 und Motor AH160\_11kW\_60Hz\_IE3

**Tabelle 7.15:** Analytisch berechneter Temperaturanstieg  $\Delta\vartheta$  der Prototypen AH160\_9,2kW\_60Hz\_IE3 und AH160\_11kW\_60Hz\_IE3 im Vergleich mit Messergebnissen nach dem Erwärmungslauf mit  $P_N = 9,2$  kW bzw. 11kW (analytische Berechnung: Mittelwerte aus A- und B-Seite in entsprechenden Maschinenbauteilen, siehe Abschnitt 6.2.3).

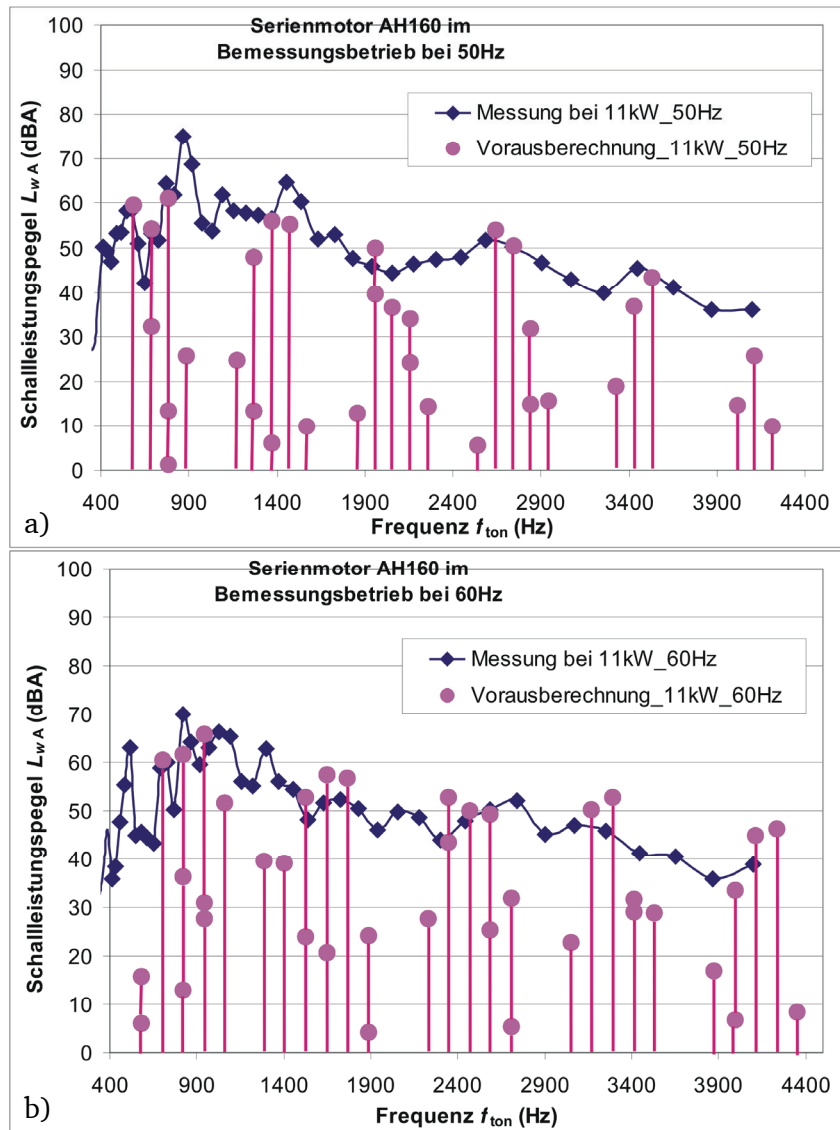
Erwärmung: $\Delta\vartheta = \vartheta - \vartheta_{\text{amb}}$ <b>Maschinenbauteil</b>	Prototyp AH160_9,2kW_60Hz_IE3			Prototyp AH160_11kW_60Hz_IE3		
	Analytisch	Messung		Analytisch	Messung	
		ALU_1	ALU_2		CU_1	CU_2
Gehäuse am Lufteintritt	21,3 K	5,9 K	4,82 K	24,7 K	9,4 K	7,5 K
Gehäuse im Windschatten des Klemmenkastens		24,0 K	24,6 K		31,9 K	29,0 K
Mittlere Wicklungstemperatur	35,7 K	40,7 K	40,3 K	45,8 K	50,4 K	46,9 K
Wickelkopf	40,9 K	42,5 K	43,0 K	51,1 K	54,6 K	51,0 K
Rotoroberfläche	52,6 K	-	-	68,5 K	-	-
Lageraußenring	35,2 K	-	-	37,8 K	-	-
Lagerinnenring	45,4 K	-	-	50,2 K	-	-

### 7.2.6. Vergleich der analytisch berechneten Geräuschabstrahlung mit Messergebnissen

Die Messung der Geräuschabstrahlung der Serienmotoren AH160\_11kW\_50Hz\_IE2\_CU\_1, AH160\_11kW\_60Hz\_IE2\_CU\_1 und der Prototypmotoren AH160\_9,2kW\_50Hz\_IE2\_ALU\_1, AH160\_9,2kW\_60Hz\_IE3\_ALU\_1, AH160\_11kW\_60Hz\_IE3\_CU\_1 wurden bei unterschiedlichen Ausgangsleistungen  $P_m$  gemäß [3] beim industriellen Partner im schalltoten Messraum durchgeführt und mit den gemäß Abschnitt 5.4 modifizierten analytischen Vorausberechnungen verglichen. Die Wirkungen von sättigungsbedingten Oberfeldern und Exzentrizitätsoberfeldern des Luftspaltfeldes werden dabei vernachlässigt.

#### 7.2.6.1. Serienmotor AH160\_11kW\_50Hz\_IE2\_CU\_1 und AH160\_11kW\_60Hz\_IE2\_CU\_1

Für den Serienmotor AH160 waren nur Messergebnisse für den Betrieb mit  $P_N = 11$  kW im 50 Hz- und 60 Hz-Betrieb verfügbar (Abbildung 7.17). Daher wurden auch die analytischen Vergleichsrechnungen für diese mechanische Abgabeleistung berechnet. Die dominanten gemessenen Schallleistungspegel  $L_{wA}$  werden bei ca. 850 Hz gemessen, wo auch die Vorausberechnungen einen dominanten Pegel ergeben. Der Vergleich zwischen der in Kapitel 5 vorgestellten modifizierten analytischen Rechnung und den Messergebnissen zeigt für beide Messungen im 50 Hz- und 60 Hz-Betrieb qualitativ zufriedenstellende Übereinstimmungen, auch wenn quantitativ der analytisch berechnete maximale Schallleistungspegel  $L_{wA} = 62$  dB(A) bei  $f_{\text{ton}} \approx 850$  Hz etwa 13 dB(A) unter dem gemessenen liegt. Aufgrund der Vorausberechnung wurde für den Serienmotor eine Überschreitung der zulässigen Grenzwerte der Schallleistungspegel  $L_{wA}$  ausgeschlossen, was durch die Messergebnisse bestätigt wird.

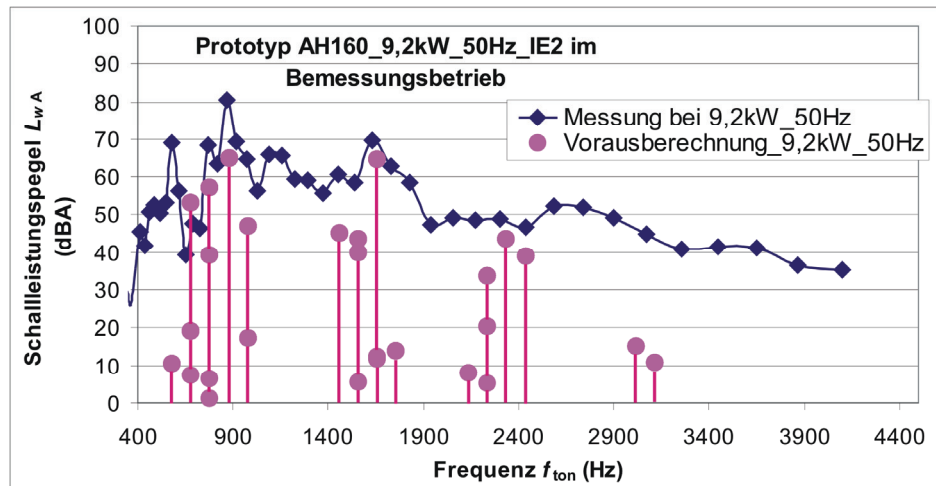


**Abbildung 7.17:** Berechnete und gemessene Schallleistungspegel  $L_{wA}$  des vierpoligen Serienmotors AH160 bei  $P_N = 11$  kW a) bei 50 Hz (AH160\_11kW\_50Hz\_IE2\_CU\_1), b) bei 60 Hz (AH160\_11kW\_60Hz\_IE2\_CU\_1), mit Kupfer-Druckgusskäfig.

### 7.2.6.2. Prototyp AH160\_9,2kW\_50Hz\_IE2\_ALU\_1

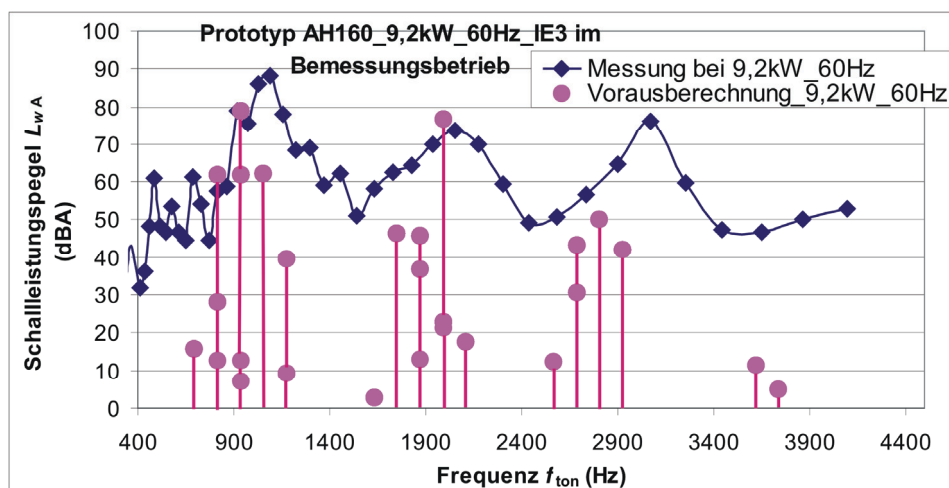
Abbildung 7.18 stellt die vorausgerechneten Schallleistungspegel  $L_{wA}$  den Messwerten für den Prototypen AH160\_9,2kW\_50Hz\_IE2\_ALU\_1 gegenüber. Im Vergleich zum Serienmotor aus Abschnitt 7.2.6.1 ergeben sich hier zwei dominante Pegel bei  $f_{ton} \approx 900$  Hz und  $f_{ton} \approx 1650$  Hz, die im Vergleich zum Serienmotor (obwohl hier die mechanische Ausgangsleistung mit  $P_N = 11$  kW größer ist) einen um ca. 4 dB(A) erhöhten maximalen Schallleistungspegel  $L_{wA}$  aufweisen. Damit lässt sich aus den analytischen Vorausberechnungen der Schluss ziehen, dass der Entwurfsvorschlag mit  $Q_s/Q_r = 36/32$  bezüglich der Einhaltung der maximal erlaubten Schallleistungspegel  $L_{wA}$  im Vergleich zum Serienmotor mit  $Q_s/Q_r = 36/28$  ungünstiger einzustufen ist, obwohl die Ordnungszahlen der auftretenden elektromagnetischen Radialkraftwellen dieselben sind (vgl. Tabelle 7.4). Für den Prototypen ergeben die Messergebnisse auch einen um 13 dB(A) größeren maximalen Schallleistungspegel  $L_{wA}$  von 81 dB(A), der nur noch um 7 dB(A) kleiner als der max. zulässige Pegel von 88 dB(A) ist (vgl. Tabelle 7.2). Der Vergleich zwischen analytischer Berechnung und den Messergebnissen für den Prototypen AH160\_9,2kW\_50Hz\_IE2 bestätigt die Aussagekraft der modifizierten analytischen Vorausberechnung.





**Abbildung 7.18:** Berechnete und gemessene Schallleistungspegel  $L_{wA}$  des vierpoligen Prototypmotors AH160 bei  $P_N = 9,2 \text{ kW}$  und  $f_N = 50 \text{ Hz}$  (AH160\_9,2kW\_50Hz\_IE2\_ALU\_1) mit Aluminium-Druckgusskäfig.

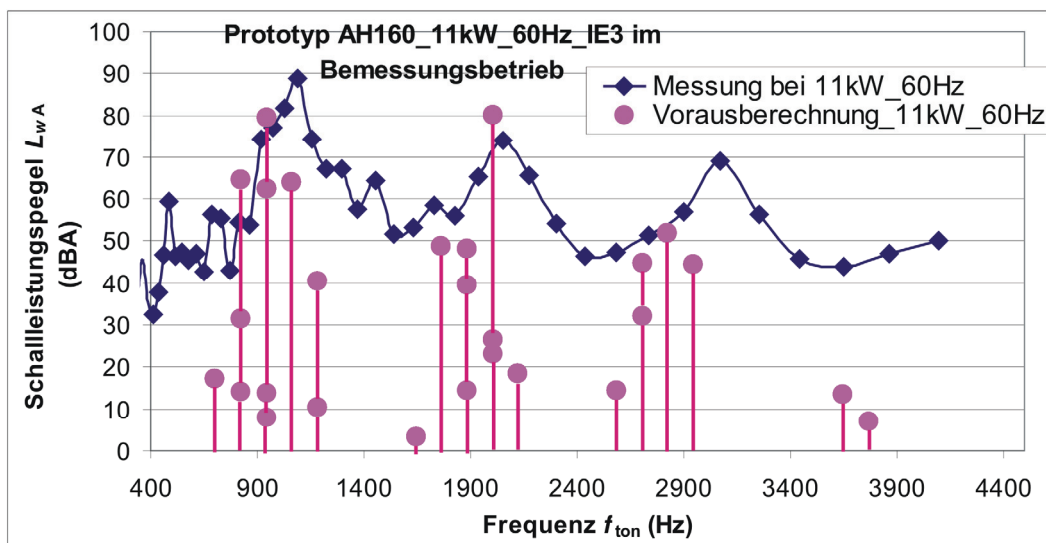
### 7.2.6.3. Prototyp AH160\_9,2kW\_60Hz\_IE3\_ALU\_1



**Abbildung 7.19:** Wie Abbildung 7.18, jedoch bei  $f_N = 60 \text{ Hz}$  (AH160\_9,2kW\_60Hz\_IE2\_ALU\_1).

Für den Betrieb des Prototypen AH160\_9,2kW\_60Hz\_IE3\_ALU\_1 mit der Bemessungsleistung von  $P_N = 9,2 \text{ kW}$  am 60Hz-Netz ergeben die analytischen Vorausberechnungen im Vergleich zum 50Hz-Betrieb aus dem vorangegangenen Abschnitt eine deutliche Steigerung der dominanten Schallleistungspegel  $L_{wA}$  bei den Frequenzen  $f_{\text{ton}} \approx 900 \text{ Hz}$  und  $f_{\text{ton}} \approx 2000 \text{ Hz}$  auf  $80 \text{ dB(A)}$  bzw.  $78 \text{ dB(A)}$  (Abbildung 7.19). Da auch die Vergleichsrechnungen der Mastermotoren aus Kapitel 5 gezeigt haben, dass die Vorausberechnungen generell etwas zu niedrige Schallleistungspegel ergaben, ist hier in der Realität eine Überschreitung des maximal zulässigen Schallleistungspegels gegeben, die bei  $f_{\text{ton}} \approx 1000 \text{ Hz}$  eine Grenzwertüberschreitung um ca.  $1 \text{ dB(A)}$  ergibt. Während diese beiden Überhöhungen bei  $f_{\text{ton}} \approx 1000 \text{ Hz}$  und  $f_{\text{ton}} \approx 2000 \text{ Hz}$  durch die analytische Vorausberechnung vorhergesagt wurden, wird die in der Messung auftretende starke Überhöhung bei einer Frequenz  $f_{\text{ton}} \approx 3000 \text{ Hz}$  durch die analytische Berechnung völlig unterschätzt. In unmittelbarer Nähe zu den Frequenzen  $f_{\text{ton}} \approx 2810 \text{ Hz}$  und  $f_{\text{ton}} \approx 2930 \text{ Hz}$  werden zwar anregende Kraftwellen berechnet, die in Zusammenhang mit den ermittelten Resonanzstellen aber nur Schallleistungspegel von  $42 \text{ dB(A)}$  hervorrufen. Die Messung ergibt bei  $f_{\text{ton}} \approx 3070 \text{ Hz}$  einen deutlich höheren Pegel von  $76 \text{ dB(A)}$ .

#### 7.2.6.4. Motor AH160\_11kW\_60Hz\_IE3\_CU\_1



**Abbildung 7.20:** Wie Abbildung 7.18, jedoch mit  $P_N = 11$  kW bei  $f_N = 60$  Hz (AH160\_11kW\_60Hz\_IE3\_CU\_1) mit Kupfer-Druckgusskäfig.

Auch in Abbildung 7.20 ergeben die Messungen ein Überschreiten des zulässigen Grenzwertes für den Schallleistungspegel  $L_{wA}$  um 1 dB(A) bei  $f_{ton} \approx 1000$  Hz und einen großen Schallleistungspegel  $L_{wA} = 70$  dB(A) bei  $f_{ton} \approx 3000$  Hz, welcher bei der analytischen Rechnung deutlich unterschätzt wird.

### 7.3. Diskussion weiterer Optimierungsmöglichkeiten

Die Messungen bezüglich der Motoren AH160\_9,2kW\_60Hz\_IE3 mit beiden verfügbaren Aluminium-Druckgusskäfigen (ALU\_1 bzw. ALU\_2) und AH160\_11kW\_60Hz\_IE3 mit beiden verfügbaren Kupfer-Druckgusskäfigen (CU\_1 bzw. CU\_2) ergaben einen zu geringen Wirkungsgrad  $\eta$  für die geforderte Einstufung in der Wirkungsgradklasse IE3. Daher werden in diesem Abschnitt Potentiale für eine weitere Reduzierung der Verlustleistungen diskutiert.

#### 7.3.1. Reduktion der Reibungsverluste

Die gemessenen Reibungsverluste  $P_{fr+w}$  betragen bei den Messungen im 60 Hz-Betrieb im Mittel  $P_{fr+w}(f_s = 60 \text{ Hz}) \approx 108$  W und sind im Vergleich zu den Messergebnissen für den 50 Hz-Betrieb  $P_{fr+w}(f_s = 50 \text{ Hz}) \approx 57$  W wegen der höheren Lüfterdrehzahl deutlich höher. Selbst mit der Annahme, dass die Reibungsverluste  $P_{fr+w}$  komplett von der Luftreibung des Lüfters herrühren und damit kubisch  $\sim n^3$  von der Drehzahl abhängen, dürften die gemessenen Werte nicht größer als  $P_{fr+w}(f_s = 60 \text{ Hz}) \approx 57 \text{ W} \cdot (60/50)^3 = 98,5$  W ausfallen. Vergleichsmessungen an dem Serienmotor, bei dem baugleiche Lager und Lüfter verwendet werden, legen nahe, dass die Reibungsverluste  $P_{fr+w}$  im 60Hz-Betrieb einen Wert von 89 W nicht überschreiten. Tabelle 7.16 stellt die auf diesen Verlustwert  $P_{fr+w} = 89$  W korrigierte gemessene Leistungsbilanz aus Tabelle 7.9 für die Motoren im 60 Hz-Betrieb gegenüber.

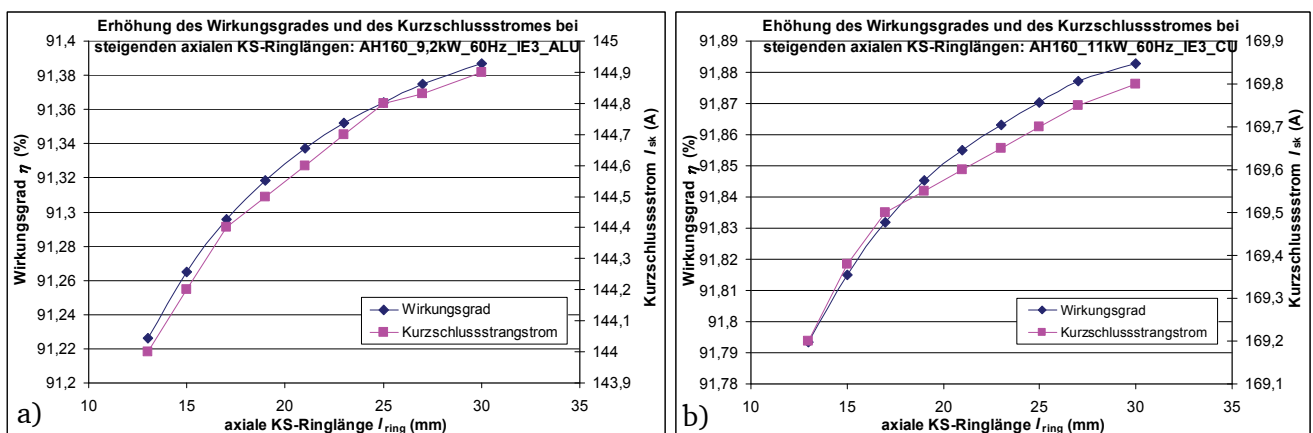
Im Falle des Motors AH160\_11kW\_60Hz\_IE3\_CU\_1 ergibt sich eine maximale Steigerung des Wirkungsgrades von  $\Delta\eta = 0,25$  %. Im Mittel ergibt sich eine Wirkungsgradsteigerung von  $\Delta\eta = 0,15$  %.

**Tabelle 7.16:** Korrektur der in Tabelle 7.9 angegebenen gemessenen Verlustbilanz mit den geringeren durch die Reibung verursachten Verlusten von  $P_{fr+w} = 89$  W.

Größe	AH160_9,2kW_60Hz_IE3		AH160_11kW_60Hz_IE3	
	ALU 1	ALU 2	CU 1	CU 2
Bemessungsspannung $U_N$ (V)	243,3 D	238,6 D	250,55 D	249,89
Strangstrom $I_{sN}$ (A)	17,46	17,76	20,05	20,32
Elek. Eingangsleistung $P_e$ (W)	10140,7	10117,5	12017,2	12056,2
Stator-Stromwärmeverluste $P_{Cu,s}$ (W)	264,78	273,29	357,36	363,58
Ummagnetisierungsverluste $P_{Fe,IEC}$ + Leerlauf-Zusatzverluste $P_{zus,0}(s=s_N)$ (W)	209,25	201,55	218,24	208,95
Rotor-Stromwärmeverluste $P_{Cu,r}$ (W)	189,13	205,04	151,94	151,83
<b>Verringerte Reibungsverluste <math>P_{fr+w}</math> (W)</b>	<b>89</b>	<b>89</b>	<b>89</b>	<b>89</b>
<b>Verlustreduzierung <math>\Delta P_{fr+w}</math> gegenüber Messergebnissen aus Tabelle 7.9 (W)</b>	<b>-12,56</b>	<b>-18,21</b>	<b>-30,35</b>	<b>-5,46</b>
Lastabhängige Zusatzverluste $P_{zus,Last}$ (W)	107,48	97,20	132,85	149,43
Gesamtverluste $P_d$ (W)	872,20	884,29	979,74	968,25
Mech. Ausgangsleistung $P_m$ (W)	9268,5	9233,2	11037,5	11087,9
Wirkungsgrad $\eta$ (%)	91,40	91,26	91,85	91,96
<b>Wirkungsgradsteigerung <math>\Delta\eta</math> gegenüber Messergebnissen aus Tabelle 7.9 (%)</b>	<b>0,12</b>	<b>0,18</b>	<b>0,25</b>	<b>0,05</b>

### 7.3.2. Verlängerung des Kurzschlussrings

Aus produktionstechnischen Gründen wurde die Länge der Kupfer- und Aluminium-Kurzschlussringe auf  $l_{ring} = 13$  mm beschränkt. Prinzipiell ist allerdings eine Erhöhung der axialen Länge auf bis zu  $l_{ring} = 30$  mm realisierbar. Weiterhin konnte nicht die komplette Rotornuthöhe als Ringhöhe genutzt werden, und die Höhe des KS-Ringes beträgt  $h_{ring} = 23$  mm. Tabelle 7.17 bzw. Tabelle 7.18 zeigen die analytischen Berechnungsergebnisse für die Motoren AH160\_9,2kW\_60Hz\_IE3\_ALU mit Aluminium-Druckgusskäfig bzw. AH160\_11kW\_60Hz\_IE3\_CU mit Kupfer-Druckgusskäfig bei Betrieb mit  $P_N = 9,2$  kW bzw.  $P_N = 11$  kW und steigender axialer Länge  $l_{ring}$  der KS-Ringe. Durch die mit steigender axialen Länge des KS-Rings größer werdende Querschnittsfläche des KS-Rings  $A_{ring}$  sinken der gesamte Rotorwiderstand  $R_r$  und damit die Stromwärmeverluste im Rotor  $P_{Cu,r}$ . Da der Kurzschlussstrom  $I_k$  im Wesentlichen durch die Summe der *ohm'schen* Widerstände  $R_r' + R_s$  und der Streureaktanzen  $X_{s\sigma} + X_{r\sigma}'$  beschränkt wird, steigen durch eine Verlängerung des KS-Rings allerdings auch die Kurzschlussströme  $I_k$  an.



**Abbildung 7.21:** Analytische Berechnung des Wirkungsgrades  $\eta$  und des Strangstroms im Kurzschlussfall  $I_k$  bei unterschiedlichen axialen Längen des KS-Rings  $l_{ring}$  für a) Motor AH160\_9,2kW\_60Hz\_IE3\_ALU mit  $U_N = 243$  VD,  $f_s = 60$  Hz,  $P_N = 9,2$  kW und b) Motor AH160\_11kW\_60Hz\_IE3\_CU mit  $U_N = 251$  VD,  $f_s = 60$  Hz,  $P_N = 11$  kW.

**Tabelle 7.17:** Analytische Untersuchung (KLASYs) des Verbesserungspotentials des Entwurfs AH160\_9,2kW\_60Hz\_IE3\_ALU durch Verlängerung des KS-Rings aus Aluminium:  $U_N = 243$  VD,  $f_s = 60$  Hz,  $P_N = 9,2$  kW.

Axiale Länge KS-Ring $l_{\text{ring}}$ (mm)	13	17	21	25	30
Querschnittsfläche KS-Ring $A_{\text{ring}}$ (mm <sup>2</sup> )	300	391	483	575	690
Stromdichte im Rotorstab $J_{\text{stab}}$ (A/mm <sup>2</sup> )	2,72	2,72	2,72	2,72	2,72
Stromdichte im KS-Ring $J_{\text{ring}}$ (A/mm <sup>2</sup> )	1,79	1,37	1,11	0,93	0,78
Stator-Stromwärmeverluste $P_{\text{Cu,s}}$ (W)	250,72	249,73	249,36	249,06	248,67
Ummagnetisierungsverluste $P_{\text{Fe,IEC}}$ + Leerlauf-Zusatzverluste $P_{\text{zus,0}}(s=s_N)$ (W)	235,01	233,18	232,37	231,77	231,36
Rotor-Stromwärmeverluste $P_{\text{Cu,r}}$ (W)	185,84	180,49	177,19	174,83	172,60
Reibungsverluste $P_{\text{fr+w}}$ (W)	101,01	101,12	101,19	101,24	101,28
Lastabhängige Zusatzverluste $P_{\text{zus,Last}}$ (W)	113,71	113,89	114,00	114,21	114,34
Gesamtverluste $P_d$ (W)	886,29	878,42	874,12	871,11	868,26
Drehzahl $n$ (min <sup>-1</sup> )	1765,4	1766,4	1767,0	1767,5	1767,9
Drehmoment $M$ (Nm)	49,85	49,81	49,80	49,79	49,76
Mech. Ausgangsleistung $P_m$ (W)	9215,5	9213,7	9216,3	9216,1	9212,6
Wirkungsgrad $\eta$ (%)	91,23	91,29	91,33	91,36	91,38
<b>Wirkungsgradsteigerung <math>\Delta\eta</math> gegenüber <math>l_{\text{ring}}=13</math> mm (%-Punkte)</b>	<b>0</b>	<b>0,069</b>	<b>0,111</b>	<b>0,138</b>	<b>0,161</b>
Kurzschlussstrom $I_{\text{sk}}$ (A)	144	144,4	144,6	144,8	144,9
Anlaufmoment $M_1$ (Nm)	183,3	182,0	181,2	180,7	180,4
Kippmoment $M_b$ (Nm)	194,1	193,9	193,6	193,5	193,3

Die Berechnungsergebnisse zeigen, dass eine Vergrößerung der Querschnittsfläche des KS-Rings  $A_{\text{ring}}$  im Falle des Motors AH160\_9,2kW\_60Hz\_IE3 mit Aluminium-Käfig eine Erhöhung des Wirkungsgrads bewirkt. Während sich der Kurzschlussstrom bei einer Vergrößerung von  $A_{\text{ring}}$  um den Faktor  $690 \text{ mm}^2 / 300 \text{ mm}^2 = 2,3$  nur um  $\Delta I = 0,9$  A erhöht, kann der Wirkungsgrad  $\eta$  um 0,16 %-Punkte gesteigert werden (vgl. Abbildung 7.21a). Für den Motor AH160\_11kW\_60Hz\_IE3\_CU mit Kupfer-Käfig ergibt sich in diesem Falle eine geringere Steigerung des Kurzschlussstroms  $I_k$  um 0,6 A, aber auch eine geringere Steigerung des Wirkungsgrads um  $\Delta\eta = 0,09$  %-Punkte (vgl. Abbildung 7.21b).

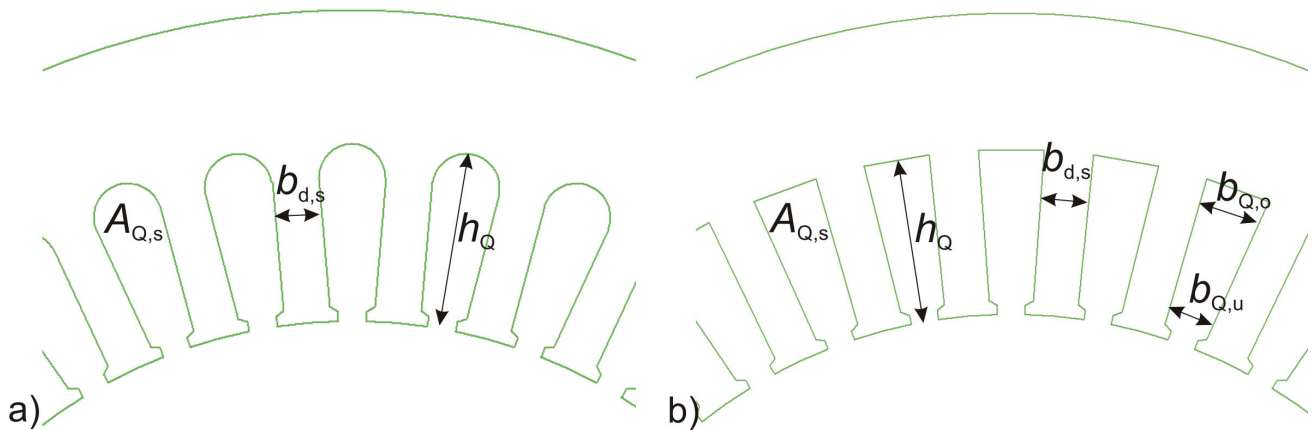
**Tabelle 7.18:** Analytische Untersuchung (KLASYs) des Verbesserungspotentials des Entwurfs AH160\_11kW\_60Hz\_IE3\_CU durch Verlängerung des KS-Rings aus Kupfer:  $U_N = 251$  VD,  $f_s = 60$  Hz,  $P_N = 11$  kW.

Axiale Länge KS-Ring $l_{\text{ring}}$ (mm)	13	17	21	25	30
Querschnittsfläche KS-Ring $A_{\text{ring}}$ (mm <sup>2</sup> )	300	391	483	575	690
Stromdichte im Rotorstab $J_{\text{stab}}$ (A/mm <sup>2</sup> )	3,20	3,20	3,20	3,20	3,20
Stromdichte im KS-Ring $J_{\text{ring}}$ (A/mm <sup>2</sup> )	2,11	1,62	1,31	1,09	0,92
Stator-Stromwärmeverluste $P_{\text{Cu,s}}$ (W)	342,75	342,31	341,90	341,66	342,31
Ummagnetisierungsverluste $P_{\text{Fe,IEC}}$ + Leerlauf-Zusatzverluste $P_{\text{zus,0}}(s=s_N)$ (W)	245,77	245,35	245,14	245,14	244,93
Rotor-Stromwärmeverluste $P_{\text{Cu,r}}$ (W)	145,66	141,06	138,08	136,06	134,71
Reibungsverluste $P_{\text{fr+w}}$ (W)	107,25	107,33	107,39	107,42	107,45
Lastabhängige Zusatzverluste $P_{\text{zus,Last}}$ (W)	149,78	149,84	149,92	149,86	150,30
Gesamtverluste $P_d$ (W)	991,20	985,88	982,42	980,14	979,69
Drehzahl $n$ (min <sup>-1</sup> )	1777,3	1778,0	1778,4	1778,8	1779,0
Drehmoment $M$ (Nm)	59,57	59,53	59,49	59,46	59,53
Mech. Ausgangsleistung $P_m$ (W)	11,087	11,084	11,079	11,076	11,089
Wirkungsgrad $\eta$ (%)	91,79	91,83	91,85	91,87	91,88
<b>Wirkungsgradsteigerung <math>\Delta\eta</math> gegenüber <math>l_{\text{ring}}=13</math> mm (%-Punkte)</b>	<b>0</b>	<b>0,038</b>	<b>0,061</b>	<b>0,076</b>	<b>0,089</b>
Kurzschlussstrom $I_{\text{sk}}$ (A)	169,2	169,5	169,6	169,7	169,8
Anlaufmoment $M_1$ (Nm)	201,8	200,8	200,3	199,95	199,67
Kippmoment $M_b$ (Nm)	191,2	190,5	191,1	190,97	190,79

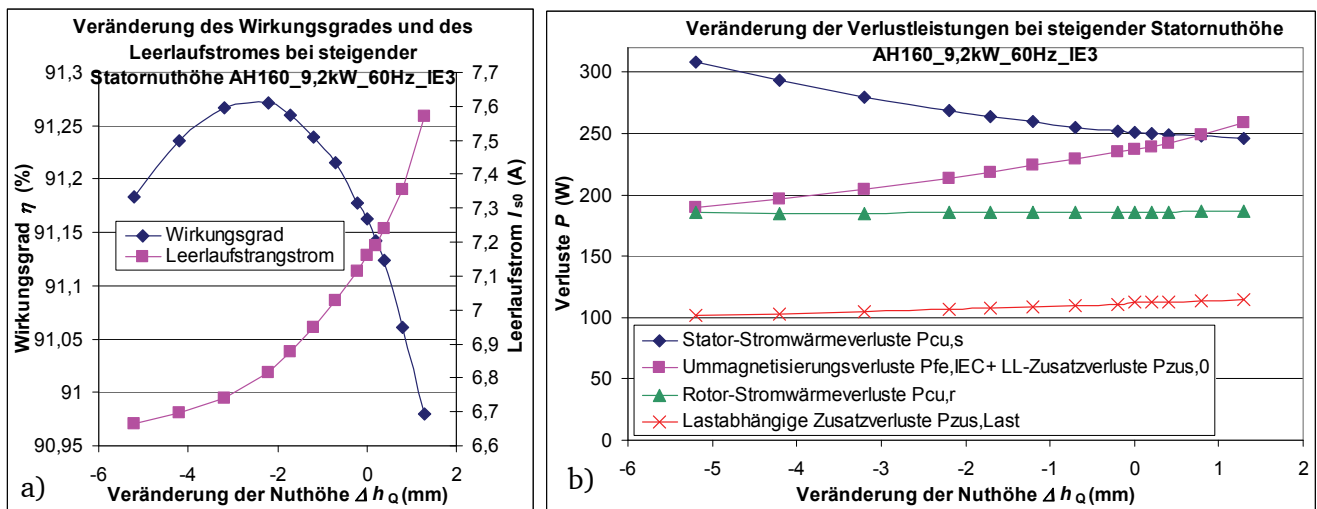
### 7.3.3. Variation der Statornuthhöhe, -breite und der Nutform

In diesem Abschnitt wird untersucht, inwiefern eine Steigerung des Wirkungsgrads  $\eta$  durch eine Optimierung der Nutgeometrie möglich ist. Wird eine zu kleine Ständer-Nutfläche  $A_{Q,s}$  gewählt, so steigen die Statorstromwärmeverluste  $P_{Cu,s}$  bei konstantem Nutfüllfaktor  $k_f = N_c \cdot A_{Cu,s} / A_{Q,s}$  aufgrund des steigenden *ohm*'schen Widerstandes an. Wird dagegen die Nutfläche  $A_{Q,s}$  zu groß gewählt, so dass das Statorjoch- oder der Statorzahn zu stark gesättigt werden, steigen sowohl der Magnetisierungsstrom  $I_m$  und damit die Statorstromwärmeverluste  $P_{Cu,s}$  als auch die Ummagnetisierungsverluste  $P_{Fe}$  an.

Die Abbildung 7.23 bzw. Abbildung 7.24 zeigt die analytisch berechneten Wirkungsgrade  $\eta$  sowie die Leerlaufströme  $I_{s0}$  und die entsprechenden Verlustleistungen der Motoren AH160\_9,2kW\_60Hz\_IE3\_ALU bzw. AH160\_11kW\_60Hz\_IE3\_CU bei unterschiedlichen Nuthöhen  $h_Q$  und konstanten Statorzahnbreiten  $b_{d,s}$  für eine Birnennut, wie sie auch im Falle der Prototypen verwendet wird (Abbildung 7.22a). Hier muss allerdings bedacht werden, dass sich für eine geänderte Nuthöhe  $h_Q$  und einen damit geänderten Sättigungsgrad des Eisenkreises auch die optimale Statorspannung ändert; hier wird sie mit  $U_N = 243$  VD konstant gehalten.

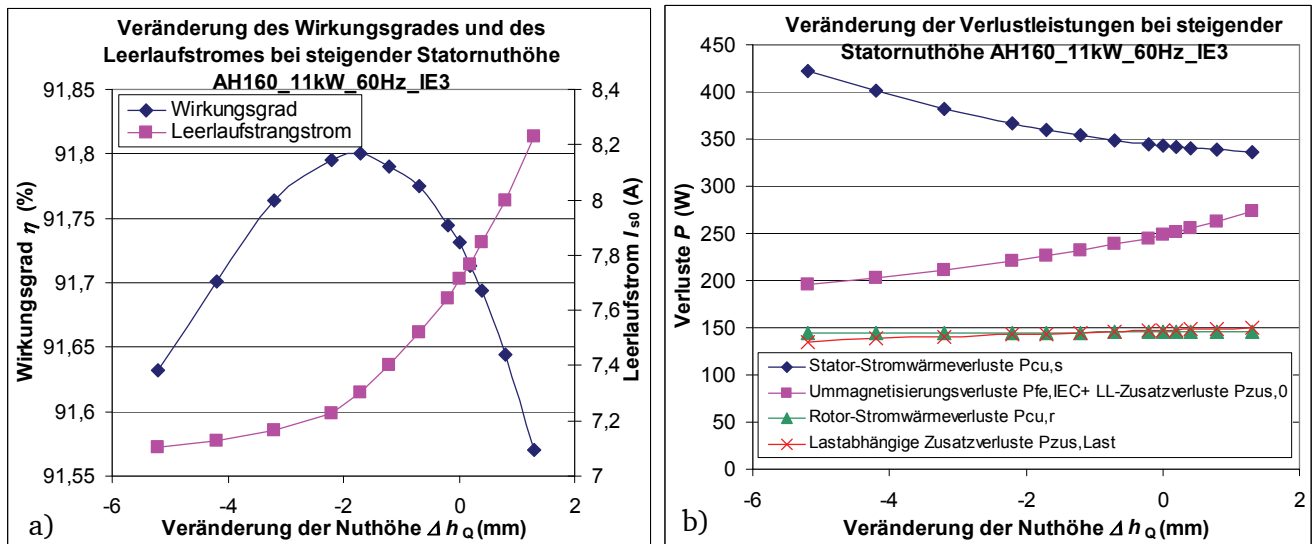


**Abbildung 7.22:** Veranschaulichung der verglichenen Nutformen des Stators a) Birnenform: Sie wurde beim gefertigten Prototypen verwendet, b) Trapeznuten.



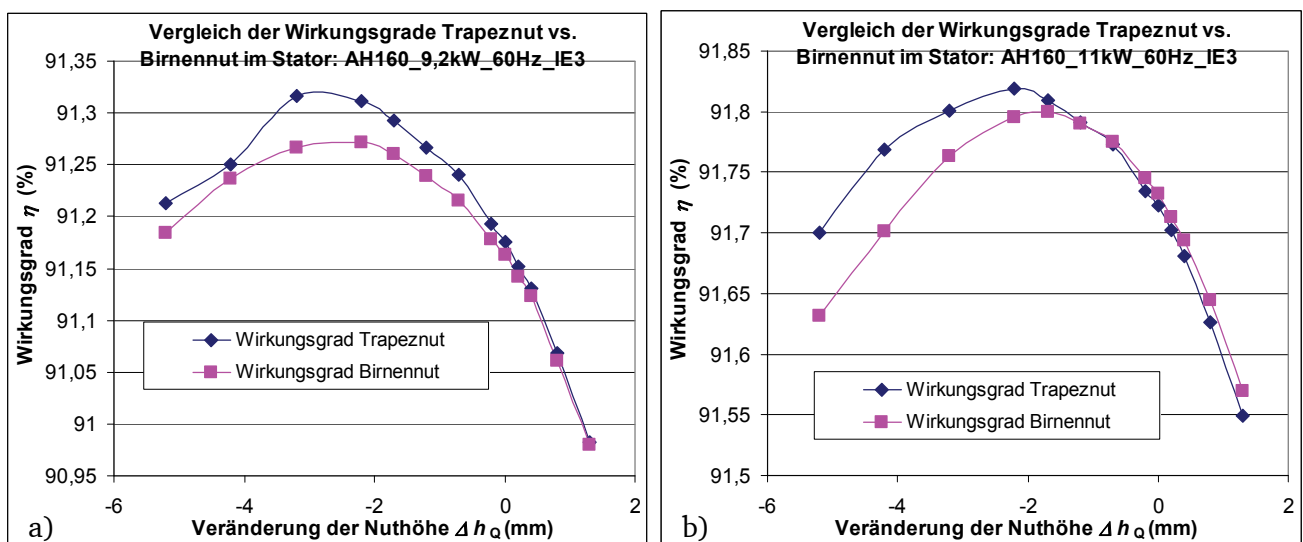
**Abbildung 7.23:** Analytische Berechnung a) des Wirkungsgrades  $\eta$  und des Strangstroms im Leerlaufbetrieb  $I_{s0} \approx I_m$  und b) der Verlustleistungen bei Veränderung der Statornuthöhe  $h_Q$  (Breite des Zahns  $b_{d,s} = \text{konst.}$  und  $k_f = 43\%$ ) für den Motor AH160\_9,2kW\_60Hz\_IE3 mit  $U_N = 243$  VD,  $f_s = 60$  Hz,  $P_N = 9,2$  kW.





**Abbildung 7.24:** Analytische Berechnung a) des Wirkungsgrades  $\eta$  und des Strangstroms im Leerlaufbetrieb  $I_{s0} \approx I_m$  und b) der Verlustleistungen bei Veränderung der Statornuthöhe  $h_Q$  (Breite des Zahns  $b_{d,s}$  = konst. und  $k_f = 43$  %) für den Motor AH160\_11kW\_60Hz\_IE3 mit  $U_N = 251$  VD,  $f_s = 60$  Hz,  $P_N = 11$  kW.

Bei einer Reduktion der Nuthöhe um  $\Delta h_Q \approx 2$  mm und gleichzeitiger Steigerung der Statorjochhöhe  $h_{y,s}$  können laut analytischer Berechnung (KLASYS) beim Motor AH160\_9,2kW\_60Hz\_IE3 ca. 0,1 % und beim Motor AH160\_11kW\_60Hz\_IE3 ca. 0,07 % an Wirkungsgrad gewonnen werden. Eine Veränderung der Zahnbreite  $b_{d,s}$  brachte keine wesentliche Verbesserung und wird hier nicht weiter betrachtet. Im nächsten Schritt wurde untersucht, inwiefern die Verwendung einer Trapeznut (Abbildung 7.22b) eine Verbesserung des Wirkungsgrads bewirkt. Wird derselbe Nutfüllfaktor  $k_f = 43$  % wie bei der Birnennut angenommen, so ergibt sich bei der Trapeznut eine geringfügig größere Leiterquerschnittsfläche und damit ein reduzierter Strangwiderstand  $R_s$ . Allerdings wird durch die Ecken am Nutgrund die Sättigung der Zähne verstärkt. Abbildung 7.25 zeigt die für beide Motoren berechneten Wirkungsgrade bei gleicher Zahnbreite  $b_{d,s}$  und unterschiedlichen Nuthöhen  $h_Q$  und Verwendung einer Birnen- bzw. einer Trapeznut.



**Abbildung 7.25:** Analytische Berechnung des Wirkungsgrades  $\eta$  bei Verwendung einer Birnen- und einer Trapeznut im Stator und Veränderung der Statornuthöhe  $h_Q$  (Breite des Zahns  $b_{d,s}$  = konst. und  $k_f = 43$  %) a) für den Motor AH160\_11kW\_60Hz\_IE3 mit  $U_N = 251$  VD,  $f_s = 60$  Hz,  $P_N = 11$  kW und b) AH160\_11kW\_60Hz\_IE3 mit  $U_N = 251$  VD,  $f_s = 60$  Hz,  $P_N = 11$  kW.

Es lässt sich bei den maximal berechneten Wirkungsgraden  $\eta$  und Verwendung einer Trapeznut mit  $k_f = 43 \%$  für den Motor AH160\_9,2kW\_60Hz\_IE3 eine Steigerung von lediglich 0,05 % und beim Motor AH160\_11kW\_60Hz\_IE3 eine Steigerung von nur 0,024 % erreichen, die im Wesentlichen auf geringfügige Reduktionen der Stromwärmeverluste  $P_{Cu,s}$  zurückzuführen ist.

### 7.3.4. Einsatz einer nicht-schlussgeglühten Blechsorte

Um Kosten bei der Produktion der Motoren zu sparen, soll gemäß den Vorgaben zur Baureihe AH160 im Gegensatz zu den Motoren AH80 und AH100 auf ein Rekristallisationsglühen der Bleche nach dem Stanzen oder der fertigen Blechpakete verzichtet werden. Die Bleche sind bereits durch den Hersteller gegläht worden („schlussgeglühte Bleche“) und wurden nach dem Stanzen und Paketieren beim Motorhersteller nicht mehr wärmebehandelt. Die Verschlechterungen der Blecheigenschaften durch den Produktionsprozess werden daher nicht beseitigt und vermindern den Wirkungsgrad. Gemäß [48] können die Einflüsse der durch den Stanzprozess beschädigten Kornstruktur durch diesen Glühprozess nach dem Stanzen teilweise wieder behoben werden. Dazu werden Bleche verwendet, die beim Blechhersteller nicht schlussgeglüht wurden, sondern erst nach dem Stanzprozess beim Motorhersteller schlussgeglüht werden, was aber teurer ist.

**Tabelle 7.19:** Analytische Untersuchung (KLAYS) des Verbesserungspotentials bei Verwendung des nicht-schlussgeglühten Elektroblechs TK 390-50PP im Vergleich mit dem schlussgeglühten Elektroblech TK 400-50AP.

Motor	AH160 9,2kW 60Hz IE3		AH160 11kW 60Hz IE3	
Blechtyp	TK 400-50AP	TK 390-50PP	TK 400-50AP	TK 390-50PP
Strangspannung $U_s$ (V)	243	243	251	251
Statorstrom $I_s$ (A)	16,98	16,78	19,56	19,37
Leistungsfaktor $\cos\varphi$	0,811	0,812	0,816	0,814
Stator-Stromwärmeverluste $P_{Cu,s}$ (W)	250,72	244,97	342,75	335,92
Ummagnetisierungsverluste $P_{Fe,IEC} +$ Leerlauf-Zusatzverluste $P_{zus,0}(s=s_N)$ (W)	235,01	169,41	245,77	181,09
Rotor-Stromwärmeverluste $P_{Cu,r}$ (W)	185,84	183,71	145,66	143,53
Reibungsverluste $P_{fr+w}$ (W)	101,01	101,03	107,25	107,27
Lastabhängige Zusatzverluste $P_{zus,Last}$ (W)	113,71	80,24	149,78	103,34
Gesamtverluste $P_d$ (W)	886,29	779,36	991,20	871,15
Drehzahl $n$ ( $\text{min}^{-1}$ )	1765,4	1765,7	1777,3	1777,5
Drehmoment $M$ (Nm)	49,85	49,82	59,57	59,45
Mech. Ausgangsleistung $P_m$ (kW)	9,215	9,211	11,087	11,067
Wirkungsgrad $\eta$ (%)	91,23	92,19	91,79	92,70

Durch das Rekristallisationsglühen nach dem Stanzen fallen die in Abschnitt 4.2 diskutierten Verschlechterungen der Verlustkoeffizienten und der Magnetisierbarkeit geringer aus [48]. Die zur Berechnung wesentlichen Materialparameter des nicht-schlussgeglühten Elektroblechs TK 390-50PP im Vergleich mit den Daten des für den Prototypen verwendeten, bereits beim Hersteller schlussgeglühten Elektroblechs TK 400-50AP sind im Anhang D zu finden. Der Vergleich der analytischen Berechnungsergebnisse beider Motoren mit Verwendung beider Blechsarten in Tabelle 7.19 zeigt, dass sich die Wirkungsgrade  $\eta$  für die Prototypen durch die Verwendung des nicht-schlussgeglühten Blechs TK390-50PP und anschließendem Rekristallisationsglühen (ohne Veränderung des Blechschnitts oder des KS-Rings) um ca. 1 % erhöhen lassen, so dass die Wirkungsgradklasse IE3 erreicht wird (vgl. Tabelle 7.3).

### 7.3.5. Zusammenfassung der weiteren Optimierungspotentiale

Werden die in den vorangegangenen Abschnitten diskutierten Verbesserungsvorschläge zusammengefasst, so ergeben sich bei Verwendung des nicht-schlussgeglühten Elektroblechs TK 390-50PP im Vergleich mit dem schlussgeglühten Elektroblech TK 400-50AP die in Tabelle 7.20 zusammengefassten Ergebnisse. Trotz der Maßnahmen in den Abschnitten 7.3.1-7.3.3 werden die für die Einstufung als

IE3-Motoren benötigten Wirkungsgrade bei der Verwendung des schlussgeglühten Elektroblechs TK 400-50AP nicht erreicht.

Die berechneten Werte für die maximalen Kurzschlussströme  $I_k$  liegen im Falle des Motors AH160\_9,2kW\_60Hz\_IE3 knapp über den zulässigen Werten von 151,4 A. Für beide Motoren ergeben sich grenzwertige maximale Drehmomente. Erst bei Verwendung des nicht-schlussgeglühten Elektroblechs TK 390-50PP würde bei gleichzeitigem Einsatz der Maßnahmen in den Abschnitten 7.3.1-7.3.3 eine Erfüllung der geforderten Wirkungsgrade gemäß Tabelle 7.3 ermöglichen.

**Tabelle 7.20:** Analytische Berechnung (KLASSYS) der maximal möglichen Wirkungsgradsteigerung bei Verwendung des nicht-schlussgeglühten Elektrobleches TK 390-50PP im Vergleich mit dem schlussgeglühten Elektroblech TK 400-50AP. Dabei werden alle in den Abschnitten 7.3.1-7.3.3 diskutierten Maßnahmen kombiniert.

Motor	AH160 9,2kW 60Hz IE3		AH160 11kW 60Hz IE3	
Blechtyp	TK 400-50AP	TK 390-50PP	TK 400-50AP	TK 390-50PP
Nutform	Rechteck	Rechteck	Rechteck	Rechteck
Strangspannung $U_s$ (V)	243	243	251	251
Statorstrangstrom $I_s$ (A)	16,67	16,55	19,32	19,21
Leistungsfaktor $\cos\varphi$	0,823	0,822	0,823	0,82
Stator-Stromwärmeverluste $P_{Cu,s}$ (W)	277,69	273,72	366,64	362,40
Ummagnetisierungsverluste $P_{Fe,IEC} +$ Leerlauf-Zusatzverluste $P_{zus,0}(s=s_N)$ (W)	227,69	164,38	251,68	185,04
Rotor-Stromwärmeverluste $P_{Cu,r}$ (W)	169,57	168,31	132,03	130,74
Reibungsverluste $P_{fr+w}$ (W)	86	86	87	87
Lastabhängige Zusatzverluste $P_{zus,Last}$ (W)	79,40	55,08	108,16	73,81
Gesamtverluste $P_d$ (W)	840,24	747,39	945,47	838,96
Drehzahl $n$ ( $\text{min}^{-1}$ )	1768,2	1768,4	1779,3	1779,41
Drehmoment $M$ (Nm)	49,76	49,76	59,50	59,40
Mech. Ausgangsleistung $P_m$ (kW)	9,213	9,214	11,086	11,073
Wirkungsgrad $\eta$ (%)	91,64	92,49	92,14	92,96
<b>Wirkungsgradsteigerung <math>\Delta\eta</math> gegenüber Messergebnissen in Tabelle 7.9 (%-Punkte)</b>	<b>0,41</b>	<b>1,27</b>	<b>0,35</b>	<b>1,17</b>
Kurzschlussstrom $I_{sk}$ (A)	153,3	153	180,8	180
Anlaufmoment $M_1$ (Nm)	200,7	199,39	225,3	223,3
Kippmoment $M_b$ (Nm)	203,9	202,97	201,0	199,8

#### 7.4. Zusammenfassung zur Untersuchung der Entwurfsvorschläge

Die Untersuchung die gemäß der Entwurfsvorschläge gefertigten Prototypen ergab, dass die für den 60 Hz-Betrieb vorgesehenen Motoren mit einer Bemessungsleistung von  $P_N = 9,2$  kW und 11 kW die geforderte Wirkungsgradklasse IE3 trotz Einsatz einer gesehten Zweischichtwicklung nicht erfüllen, wie das auch die Vorausberechnungen vorhergesagt haben. Es bleibt offen, ob mit den gegebenen Randbedingungen überhaupt eine Erfüllung der Wirkungsgradvorgaben möglich ist, zumal die Randbedingungen bezüglich der maximal zulässigen Drehmomente  $M$  und der zulässigen Kurzschlussströme  $I_k$  keinen weiteren Spielraum für wirkungsgradsteigernde Maßnahmen zulassen. Für die AH160 ergibt sich bei einer Bemessungsleistung von  $P_N = 9,2$  kW bei Betrieb am 50 Hz-Netz für den Prototyp AH160\_9,2kW\_50Hz\_IE2\_ALU bei Einhaltung der geforderten Wirkungsgradklasse IE2 im Vergleich zum Serienmotor eine Reduktion des Wirkungsgrads  $\eta$  um ca. 0,4 % bei gleichzeitiger Reduktion des Kippmoments  $M_b$  um ca. 8 % und Steigerung des Anlaufmoments  $M_1$  um etwa 11 %.

Für die Geräuschabstrahlung ergeben sich sowohl bei den analytischen Vorausberechnungen als auch bei den Messungen im 60 Hz-Betrieb mit den Bemessungsleistungen  $P_N = 9,2$  kW bzw.  $P_N = 11$  kW dominante magnetisch erregte Töne bei den Frequenzen  $f_{\text{ton}} \approx 1000$  Hz und  $f_{\text{ton}} \approx 2000$  Hz. Dabei überschreiten die Schallleistungspegel mit einem Wert von  $L_{wA} \approx 89$  dB(A) bei  $f_{\text{ton}} \approx 1000$  Hz die genormten Grenzwerte [3] um 1 dB(A). Für den 50Hz-Betrieb ergeben sowohl die analytische Vorausberechnung als auch die Messungen keine Grenzwertüberschreitungen. Bei den Messungen im 60 Hz-Betrieb treten

bei  $f_{\text{ton}} \approx 3000$  Hz im Vergleich zu den analytischen Berechnungen deutlich größere Schallleistungspegel  $L_{\text{wA}}$  auf. Wie bereits in Kapitel 5 diskutiert wurde, können ungenügend genau berechnete Resonanzfrequenzen oder das Vernachlässigen der nuttdifferenzharmonischen oder der sättigungsbedingten Oberwellen bei der Berechnung der Feldoberwellen von Stator und Rotor (Abschnitt 4.3.2.4 bzw. 4.3.3.6) der Grund für derartige Abweichungen sein. Das Verbesserungspotential bei der Reduktion der Verlustleistungen und der Geräusche durch die Verwendung einer 7/9-Sehnung anstelle der hier gewählten 8/9-Sehnung wird aufgrund entsprechender (hier nicht weiter diskutierten) Vorausberechnungen als eher gering eingeschätzt.

Die analytische Untersuchung der weiteren Optimierungspotentiale in Abschnitt 7.3 zeigt, dass sich durch Variation der Jochhöhe  $h_y$  und der axialen KS-Ringlänge  $l_{\text{ring}}$  sowie der Reduktion der Verluste durch Luft- und Lagerreibung  $P_{\text{fr}+\text{w}}$  bei beiden Motoren AH160\_9,2kW\_60Hz\_IE3 und AH160\_11kW\_60Hz\_IE3 mit dem schlussgeglühten Elektroblech TK 400-50AP bestenfalls etwa 0,4 % an Steigerung im Wirkungsgrad  $\eta$  realisieren lassen. Damit würden die minimalen Wirkungsgradwerte für eine Einstufung in der Wirkungsgradklasse IE3 immer noch nicht erreicht. Die Berechnungen zeigen, dass die Verwendung des nicht-schlussgeglühten Elektroblechs TK 390-50PP bei unverändertem Blechschnitt eine Steigerung von ca. 1 % gegenüber den vermessenen Prototypen bewirkt und damit die geforderten Wirkungsgrade erreicht werden. Der dafür benötigte Glühprozess verteuert allerdings den Produktionsprozess.

Um sowohl die Geräusche als auch die Verlustleistungen durch eine Reduktion der Feldoberwellen des Stators erheblich reduzieren zu können, kann zusätzlich zu einer Sehnung eine Sonderverschaltung der Ständerwicklung als Serienschaltung von im Stern und im Dreieck geschalteten Wicklungsteilen eingesetzt werden. Das Potential einer solchen Schaltung wird im folgenden Kapitel 8 untersucht. Für die hier untersuchten Norm-Asynchronmotoren der Baureihe AH160 kommt allerdings ein Einsatz einer solchen Sonderschaltung laut Herstellerangaben aus Kostengründen nicht in Frage.

## 8. Einsatz einer mehrphasigen Wicklung in Stern-Polygon-Mischschaltung für KLASM zur Steigerung des Wirkungsgrads

Zur Reduktion der Zusatzverluste  $P_{\text{zus}}$ , die zum größten Teil aufgrund von Oberwelleneffekten entstehen, wurde im vorangegangenen Kapitel 7 bei der Neuauslegung des Motors der AH160 für den Betrieb am 60 Hz-Netz eine gesehnte Wicklung eingeführt. Gemäß den Erläuterungen in Abschnitt 4.3.5.1 können dadurch je nach Verhältnis  $W/\tau_p$  die Amplituden von Oberwellen bestimmter Ordnungszahlen  $\nu$ , die nicht den Ordnungszahlen  $\nu$  der nutharmonischen Oberwellen aus (4.63) entsprechen, reduziert werden. In diesem Kapitel wird nun eine mehrphasige Wicklung in Stern-Polygon-Mischschaltung gemäß *Auinger* [137] untersucht, die durch eine Serienschaltung aus in Stern und Dreieck verschalteten Wicklungsteilen bei Anschluss an ein konventionelles 3-phasiges Spannungssystem die Durchflutungsverteilung einer 6-phasigen Maschine erregt. Dadurch können die Amplituden der Oberwellen mit den Ordnungszahlen  $\nu = -5, 7, -17, 19, -29, 31, \dots = 1 \pm 6 \cdot k$ ,  $k = 0, 1, 2, 3, \dots$  erheblich reduziert werden, wodurch, ähnlich wie bei der Sehnung, eine Reduktion der oberwellenbedingten parasitären Effekte einer KLASM erreicht werden kann.

### 8.1. Generelles zur Verwendung einer mehrphasigen Wicklung in Stern-Polygon-Mischschaltung

Zur Verbesserung des Wirkungsgrads  $\eta$  und des Betriebsverhaltens einer KLASM der Achshöhe 180 mm (AH180 siehe Tabelle 8.4) mit den Bemessungsdaten  $P_N = 15 \text{ kW}$ ;  $U_N = 400 \text{ VY}$ ,  $f_N = 50 \text{ Hz}$  (Tabelle 8.4) wird versucht, durch Verminderung der Durchflutungs-Oberwellenanteile die Zusatzverluste  $P_{\text{zus}}$  und die harmonischen asynchronen und synchronen Oberwellenmomente  $M_{e\nu}$  bzw.  $M_{e\nu\nu}$  zu reduzieren. Um dieses Ziel zu erreichen, wird ein Prototypmotor PT180 mit einer Sonderverschaltung der Wicklungen im Ständer untersucht. Ziel ist es; diese Stern-Dreieck-Mischschaltung nach *Auinger* [137] („*Auinger*“-Wicklung) auf ihre Anwendbarkeit für Norm-Asynchronmotoren zu untersuchen. Der entsprechende Prototyp PT180 (siehe Tabelle 8.4; Wickelschema im Anhang E) wird daher mit gleichen geometrischen Abmessungen angefertigt und soll auch die gleichen normativen Vorgaben erfüllen. Die „*Auinger*“-Wicklung besteht aus einem in Stern verschalteten äußeren Wicklungsteil (Spulenwindungszahl  $N_{cY}$ , Lochzahl  $q_Y$ ), der in Serie mit einem in Dreieck verschalteten Wicklungsteil (Spulenwindungszahl  $N_{c\Delta}$ , Lochzahl  $q_\Delta$ ) verbunden wird (Abbildung 8.1a; Vergleich der Wicklungsschemata Serienmotor AH180 und Prototypmotor PT180 im Anhang E). Diese Verschaltung erzeugt bei dreiphasigem ( $m = 3$ ) Netzanschluss eine 12-zonige Durchflutungsverteilung  $V_\delta(x, t)$ , wie sie sonst nur bei Wicklungen mit  $m = 6$  Strängen auftritt. Um dies zu erreichen, müssen die Ströme in den Stern- und Dreiecksleitern  $I_Y$  bzw.  $I_\Delta$  jeweils um  $30^\circ$  el phasenversetzt sein (Abbildung 8.1b und c). Um eine symmetrische Durchflutungsverteilung im Luftspalt  $V_\delta(x, t)$  und die gewünschte Phasenlage von  $\pi/6$  zwischen den Durchflutungen der jeweiligen Spulengruppen zu erreichen, muss gemäß [137, 138, 139] folgende Bedingung eingehalten werden:

Effektive Windungszahlen der Y- bzw.  $\Delta$ -Schaltung:

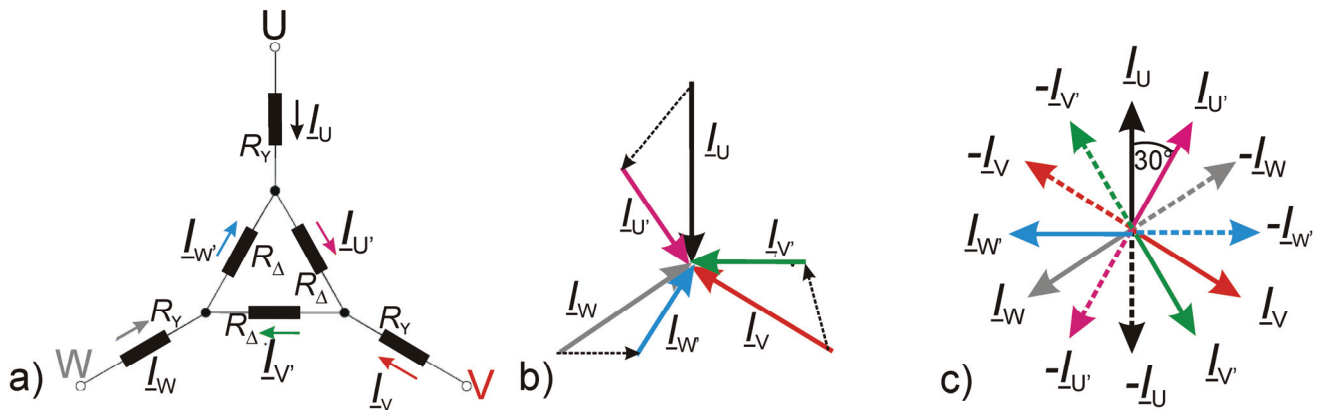
$$k_{w1Y} \cdot N_{cY} \cdot q_Y = k_{w1\Delta} \cdot N_{c\Delta} \cdot q_\Delta / \sqrt{3}. \quad (8.1)$$

Dabei sind  $k_{w1Y}$  und  $k_{w1\Delta}$  die Grundwellen-Wicklungsfaktoren der Y- bzw.  $\Delta$ -Schaltung.

Dies kann, wie in [140] gezeigt wird, durch Verwendung gleicher Spulenwindungszahlen  $N_{cY} = N_{c\Delta}$  und unterschiedlicher Lochzahlen  $q_Y/q_\Delta = 1/\sqrt{3}$  in (8.1) (z.B.  $q_Y/q_\Delta = 4/7$ ) je Strang näherungsweise erreicht werden. Da dies aber für Motoren der hier betrachteten Leistungsklasse zu einer zu hohen Anzahl von Statornuten  $Q_s$  führt, wird im vorliegenden Fall des Motors AH180 mit  $Q_s = 48$  für den entsprechenden Prototypen PT180 mit „*Auinger*“-Wicklung eine Anpassung der Strangwindungszahlen im Verhältnis  $N_{sY}/N_{s\Delta} = 1/\sqrt{3}$  bei gleicher Lochzahl  $q_Y = q_\Delta$  vorgenommen (siehe Abschnitt 8.3). Aber auch Kombinationen aus beiden Varianten mit  $q_Y \neq q_\Delta$  und unterschiedlichen Spulenwindungszahlen



$N_{cY} \neq N_{c\Delta}$ , die dennoch die Bedingung (8.1) erfüllen, sind denkbar (vgl. [141, 142, 143]). Wie in Abschnitt 8.2 gezeigt wird, kann sich nur für Ordnungszahlen  $\nu = 1 + 2m \cdot g$  mit geraden ganzen Zahlen  $g = 0$  (Grundwelle),  $\pm 2, \pm 4 \dots$  und der Strangzahl  $m = 3$  eine gleichphasige Addition der Durchflutungsoberwellen der Stern- und Dreieckswicklung  $V_{\delta Y, \nu}(x, t)$  bzw.  $V_{\delta \Delta, \nu}(x, t)$  ergeben. Für alle ungeradzahligen ganzen Zahlen  $g$  und damit für  $\nu = -5, 7, -17, 19, \dots$  sind die Durchflutungsoberwellen der Stern- und Dreieckswicklung  $V_{\delta Y, \nu}(x, t)$  bzw.  $V_{\delta \Delta, \nu}(x, t)$  im Idealfall gegenphasig und heben sich auf. Damit können diese Oberwellen im Vergleich zu denen der  $m = 3$ -phasigen Wicklung im Idealfall mit einer Stromverteilung gemäß Abbildung 8.1b) (mit  $\hat{I}_\Delta / \hat{I}_Y = 1/\sqrt{3}$ ) und  $N_{sY}/N_{s\Delta} = 1/\sqrt{3}$  bei fehlender Rückwirkung des Rotors eliminiert und in der Realität (mit Berücksichtigung der primären Ankerückwirkung) zumindest reduziert werden. Eine nähere Untersuchung dazu wird über eine analytische Rechnung und FEM-Berechnungen (Programm *FLUX2D*) in Abschnitt 8.2 durchgeführt. Daher lassen sich parasitäre Oberwelleneffekte wie zusätzliche Ummagnetisierungsverluste  $P_{zus}$ , zusätzliche asynchrone und synchrone harmonische Oberwellenmomente  $M_{ev}$  bzw.  $M_{evv}$  und Geräusche reduzieren, was in Abschnitt 8.3 anhand von Messergebnissen eines Normmotors im Vergleich zu einem baugleichen Prototypen PT180 mit *Auinger*-Wicklung gezeigt wird. Durch Einführung einer 11/12-Sehnung können bei dieser Sonderwicklung auch die Oberwellen der Ordnungen  $\nu = -11, 13, -23, 25 \dots$  reduziert werden (siehe Abbildung 8.2b). Diese Maßnahme wird beim Prototyp PT180 jedoch nicht genutzt, da aus Kostengründen und zur besseren Vergleichbarkeit mit dem Serienmotor AH180 (mit Einschichtwicklung) eine Einschichtwicklung eingesetzt wurde. Da der Wicklungsfaktor  $k_{w1}$  der Grundwelle für eine 6-phasige Wicklung mit gleicher Lochzahl  $q = 2$  gegenüber dem Faktor  $k_{w1}$  einer 3-phasigen Wicklung mit  $q = 4$  (gleiche Nutzahl pro Pol) um 3,4 %-Punkte größer ist, kann, um den gleichen Hauptfluss  $\Phi_h$  zu erreichen, die Strangwindungszahl  $N_s$  bei Einsatz einer mehrphasigen Wicklung in Stern-Polygon-Mischschaltung um den Faktor  $0,9577/0,9914$  bzw. 3,4 % reduziert werden. Damit lassen sich unter Annahme eines gleichen Nutfüllfaktors  $k_f$  wegen des dann um 3,4 % größeren Leiterquerschnitts  $A_{Cu}$  die Stromwärmeverluste  $P_{Cu, s}$  senken. Leider wirken die nutharmonischen Oberwellen mit den Ordnungszahlen  $\nu$  gemäß (4.63), also  $\nu = -23, 25, -47, 49 \dots$ , nach wie vor dominant und werden durch die Sonderschaltung sogar leicht verstärkt, da diese Oberwellen denselben Wicklungsfaktor  $k_{w1}$  wie die Grundwelle aufweisen.



**Abbildung 8.1:** a) Anordnung der drei Wicklungsstränge mit äußerer Stern- und innerer Dreieckschaltung (Wickelschema im Anhang E), b) Phasenlagen der Wicklungsströme, c) Aus der Wicklungsanordnung a) resultierendes magnetisch wirksames Stromsystem mit um  $30^\circ$  gegeneinander phasenverschobenen Zweig-Strömen. Da die Spulenwindungszahl der äußeren Sternschaltung um  $1/\sqrt{3}$  kleiner ist als bei der inneren Dreieckschaltung, erregen die dort um  $\sqrt{3}$  größeren Ströme in den Strängen U, V, W gleich große Magnetfelder. Daher sind in c) die magnetisch wirksamen Ströme in den Strängen U, V, W und  $U', V', W'$  gleich groß.

## 8.2. Analyse der resultierenden Durchflutungen im Luftspalt

Die gesamte Durchflutung im Luftspalt  $V_\delta(x, t)$  lässt sich gemäß [28, 29] wie folgt berechnen:

$$V_{\delta}(x,t) = \sum_{\nu=1,-5,7,\dots}^{\infty} \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{m}{p} \cdot N_s \cdot \frac{k_{d\nu} \cdot k_{p\nu}}{\nu} \cdot I \cdot \cos\left(\frac{\nu \cdot x \cdot \pi}{\tau_p} - \omega t\right), \quad \nu = 1 + 2 \cdot m \cdot g, \quad m = 3, \quad g = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (8.2)$$

Dabei sind  $k_{d\nu}$  bzw.  $k_{p\nu}$  der Zonen- bzw. den Sehnungsfaktor der Wicklung (hier Einschichtwicklung, also ungesenkt:  $k_{p\nu} = 1$ ), aus denen sich durch Multiplikation der Wicklungsfaktor  $k_{w\nu} = k_{d\nu}$  ergibt [28, 29, 140, 141]. Bei der *Auinger*-Wicklung mit angepassten Windungszahlen  $N_{sY}/N_{s\Delta} = 1/\sqrt{3}$  und daher bei  $q_Y = q_{\Delta} (= q = 2)$  auch  $N_{sY}/N_{s\Delta} = 1/\sqrt{3}$  (vgl. Prototypmotor PT180 in Abschnitt 8.3) ergibt sich für die Grundwelle mit der Ersatzstrangzahl  $m' = 6$  ein Nutenwinkel  $\alpha_Q = 2\pi / (2 \cdot m' \cdot q) = \pi / (6 \cdot 2) = \pi / 12$  bzw.  $15^\circ$ el als Phasenverschiebung zwischen den einzelnen Spulenspannungen beider Wicklungen U, V, W und U', V', W', weswegen gilt:

$$k_{dY\nu} = k_{d\Delta\nu} = k_{d\nu} = \frac{\sin\left(q \cdot \nu \cdot \frac{\alpha_Q}{2}\right)}{q \cdot \sin\left(\nu \cdot \frac{\alpha_Q}{2}\right)} = 0,9914 \quad \text{bei } q = 2 \text{ für die Grundwelle } \nu = 1. \quad (8.3)$$

Der räumliche Versatz  $\Delta x$  zwischen den Zonen U und U', V und V', W und W' ist gemäß dem Wicklungsschema im Anhang E  $\Delta x = \tau_p / (2m) = \tau_p / 6$ ,  $m = 3$ . Daher sind  $V_{\delta Y}(x,t)$  und  $V_{\delta \Delta}(x,t)$  um  $\Delta x$  räumlich verschoben (8.5).

Da die Sinus-Ströme  $i_{\Delta}(t)$  und  $i_Y(t)$  zweier benachbarter Spulengruppen U und U', V und V', W und W' um  $\pi / 6 = 30^\circ$ el gegeneinander phasenverschoben sind, gilt:

$$i_{\Delta}(t) = \hat{I} \cdot \cos(\omega t) = \sqrt{2} \cdot I \cdot \cos(\omega t), \quad i_Y(t) = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot I \cdot \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right). \quad (8.4)$$

In Gleichung (8.2) eingesetzt, ergibt das für die  $\nu$ -te Oberwelle:

$$V_{\delta Y\nu}(x,t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{m}{p} \cdot N_{sY} \cdot \frac{k_{dY\nu}}{\nu} \cdot I \cdot \sqrt{3} \cdot \cos\left(\frac{\nu \cdot x \cdot \pi}{\tau_p} - \frac{\pi \nu}{6} - \left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right)\right) \quad \text{für die Y-Wicklung,} \quad (8.5)$$

$$V_{\delta \Delta\nu}(x,t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{m}{p} \cdot N_{s\Delta} \cdot \frac{k_{d\Delta\nu}}{\nu} \cdot I \cdot \cos\left(\frac{\nu \cdot x \cdot \pi}{\tau_p} - \omega t\right) \quad \text{für die } \Delta\text{-Wicklung.}$$

Durch Umformung des Kosinus-Terms in  $V_{\delta Y\nu}(x,t)$  über  $\cos(\alpha \pm \beta) = \cos \alpha \cos \beta \mp \sin \alpha \sin \beta$  ergibt sich mit  $g = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ :

$$V_{\delta Y,\nu}(x,t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{m}{p} \cdot N_{sY} \cdot \frac{k_{dY\nu}}{\nu} \cdot I \cdot \sqrt{3} \cdot (-1)^g \cdot \cos\left(\frac{\nu \cdot x \cdot \pi}{\tau_p} - \omega t\right) \quad \text{für die Y-Wicklung,} \quad (8.6)$$

$$V_{\delta \Delta,\nu}(x,t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{m}{p} \cdot N_{s\Delta} \cdot \frac{k_{d\Delta\nu}}{\nu} \cdot I \cdot \cos\left(\frac{\nu \cdot x \cdot \pi}{\tau_p} - \omega t\right) \quad \text{für die } \Delta\text{-Wicklung.}$$

Die Summe beider Durchflutungswellen  $V_{\delta Y\nu}(x,t)$  und  $V_{\delta \Delta\nu}(x,t)$  ergibt mit der Annahme eines idealen Verhältnisses von  $N_{sY}/N_{s\Delta} = 1/\sqrt{3}$  und  $k_{dY\nu} = k_{d\Delta\nu} = k_{d\nu}$ :

$$V_{\delta\nu}(x,t) = V_{\delta Y\nu}(x,t) + V_{\delta \Delta\nu}(x,t) \Rightarrow \quad (8.7)$$

$$V_{\delta\nu}(x,t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{m}{p} \cdot \frac{k_{d\nu}}{\nu} \cdot I \cdot \sqrt{3} \cdot (2N_{sY}) \cdot \cos\left(\frac{\nu \cdot x \cdot \pi}{\tau_p} - \omega t\right), \text{ falls } g \text{ gerade oder } 0$$

$$V_{\delta\nu}(x,t) = 0, \text{ falls } g \text{ ungerade.}$$

Da in der Realität das Verhältnis  $N_{cY}/N_{c\Delta} \neq 1/\sqrt{3}$  ist, denn es kann an  $1/\sqrt{3}$  nur angenähert werden, gilt dann für  $m = 3$ ,  $q = q_Y = q_\Delta$  und der Phasenverschiebung von  $30^\circ$  el zwischen  $i_\Delta(t)$  und  $i_Y(t)$  für  $k_{d\nu}$  gemäß (8.3):

$$V_{\delta\nu}(x,t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{m}{p} \cdot \frac{k_{d\nu}}{\nu} \cdot I \cdot \sqrt{3} \cdot \left(N_{sY} + \frac{N_{s\Delta}}{\sqrt{3}}\right) \cdot \cos\left(\frac{\nu \cdot x \cdot \pi}{\tau_p} - \omega t\right), \text{ falls } g \text{ gerade oder } 0 \quad (8.8)$$

$$V_{\delta\nu}(x,t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{m}{p} \cdot \frac{k_{d\nu}}{\nu} \cdot I \cdot \sqrt{3} \cdot \left(-N_{sY} + \frac{N_{s\Delta}}{\sqrt{3}}\right) \cdot \cos\left(\frac{\nu \cdot x \cdot \pi}{\tau_p} - \omega t\right), \text{ falls } g \text{ ungerade.}$$

Der dreiphasige Serienmotor hat bei Verschaltung im Stern  $m = 3$ ,  $q^* = 4$  und  $N_s = 2 \cdot N_{sY}$  folgende DurchflutungsOberwellen  $V_{\delta\nu}^*(x,t)$ , die gemäß [26, 28, 33] folgendermaßen berechnet werden:

$$V_{\delta\nu}^*(x,t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{m}{p} \cdot N_s \cdot \frac{k_{d\nu}^*}{\nu^*} \cdot I \cdot \sqrt{3} \cdot \cos\left(\frac{\nu^* \cdot x \cdot \pi}{\tau_p} - \omega t\right), \quad k_{d\nu^*} = \frac{\sin\left(\frac{\nu^* \pi}{2 \cdot m}\right)}{q^* \sin\left(\frac{\nu^* \pi}{2 \cdot m \cdot g}\right)} \quad (8.9)$$

$$\nu^* = 1 + 2 \cdot m \cdot g, \quad g = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$$

Setzt man (8.7) und (8.9) ins Verhältnis, so ergibt sich mit  $N_{sY} \neq N_{s\Delta}/\sqrt{3}$  und  $\nu = \nu^*$ :

$$\frac{V_{\delta\nu}(x,t)}{V_{\delta\nu}^*(x,t)} = \frac{k_{d\nu} \cdot \left((-1)^g \cdot N_{sY} + \frac{N_{s\Delta}}{\sqrt{3}}\right)}{N_s \cdot k_{d\nu}^*} \quad (8.10)$$

Damit wird die theoretisch mögliche Verringerung der Oberwellenamplituden der *Auinger*-Schaltung gegenüber der im Stern geschalteten Maschine AH180 abgeschätzt (Tabelle 8.1). Ein Maß für den auftretenden Oberwellengehalt ist die Oberwellenstreuiziffer  $\sigma_{os}$  [28, 29]:

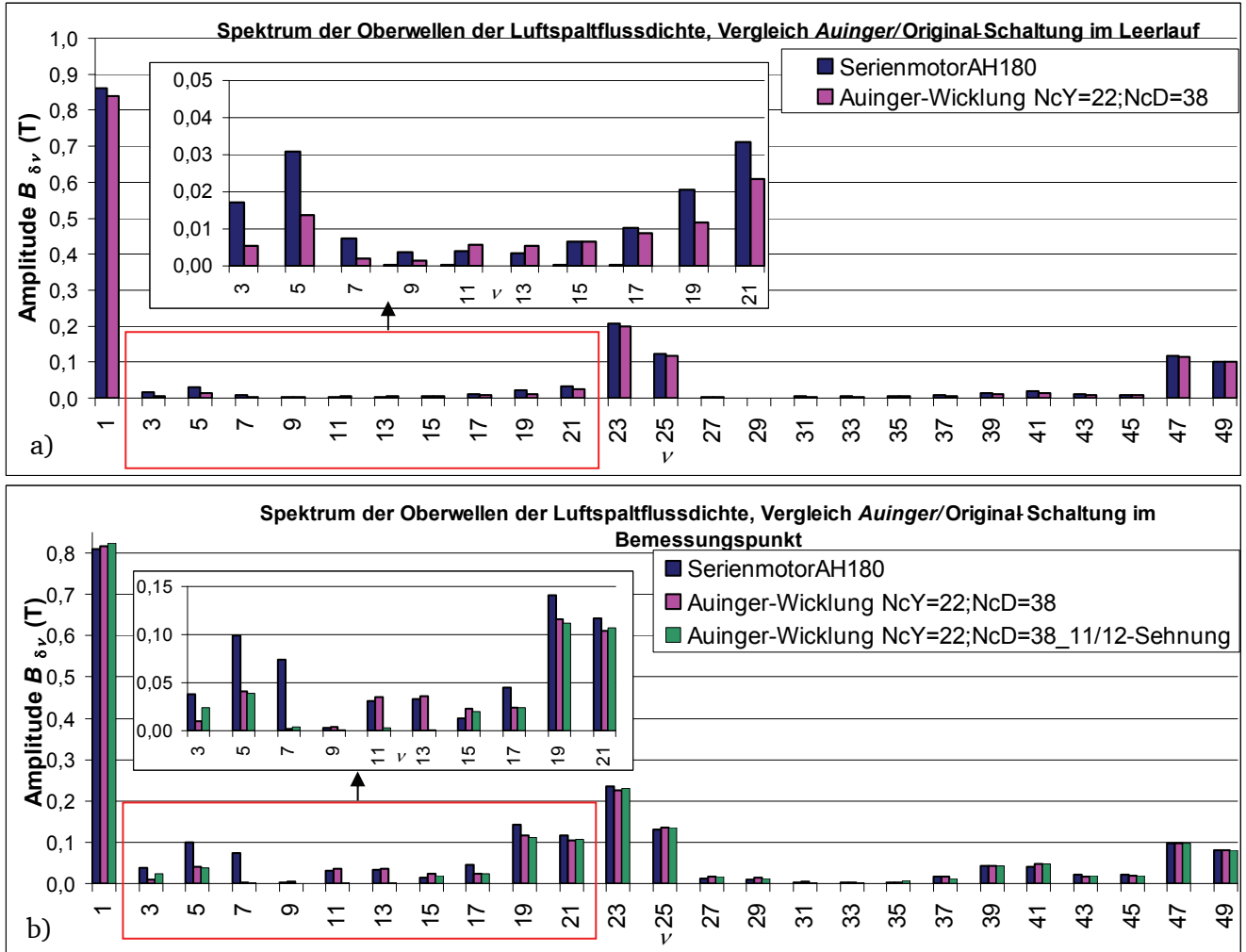
$$\sigma_{os} = \sum_{|\nu|>1} \left( \frac{k_{w\nu}}{\nu \cdot k_{w1}} \right)^2 \Rightarrow \sigma_{os} = 0,0073 \text{ für den 3-phasigen Serienmotor } (m = 3), \quad (8.11)$$

$$\sigma_{os} = 0,0046 \text{ für den Idealfall mit „Auinger“-Wicklung } (m' = 6).$$

Die Oberwellen  $\nu = -5, 7, -17, 19, \dots$  werden nur für den Idealfall a) in Tabelle 8.1 gänzlich gelöscht (vgl. (8.7)). Fall b) ergibt keine gänzliche Auslöschung (vgl. (8.8)), aber eine starke Verringerung auf ca. 0,5 %. Die FEM-Ergebnisse zeigen eine deutlich geringere Reduktion für die Oberwellen  $\nu = -5, 7, -17, 19, \dots$ . Grund dafür ist zum einen, dass durch Rotoroberströme  $I_{rv}$  schon im Leerlauf (aber vor allem im Bemessungsbetrieb) Rotorfelder entstehen, die bei der analytischen Betrachtung der DurchflutungsOberwellen  $V_{\delta Y\nu}(x,t)$  und  $V_{\delta \Delta\nu}(x,t)$  für den Stator in (8.7) nicht berücksichtigt werden.

**Tabelle 8.1:** Verringerung der Oberwellenamplituden (8.10) der „Auinger“-Schaltung  $q_Y = q_\Delta = q = 2$  a) für den Idealfall mit Spulenwindungszahlen  $N_{cY}/N_{c\Delta} = 1/\sqrt{3}$ , b) Für den realisierbaren Fall  $N_{cY}/N_{c\Delta} = 22/38$  und c) numerisch (FEM) berechnete Verringerung der Amplituden des Luftspaltfeldes  $B_\delta$  (Leerlauf LL, Bemessungsbetrieb NN;  $N_{cY}/N_{c\Delta} = 22/38$ ) im Vergleich mit dem Serienmotor ( $q^*=4, m=3, \text{FLUX2D}$ ) (vgl. Abbildung 8.2) (Motordaten Serienmotor AH180 und Prototypmotor PT180 mit „Auinger“-Schaltung in Tabelle 8.4) [144].

$B_{\delta V}/B_{\delta V^*}$					$B_{\delta V}/B_{\delta V^*}$				
	a)	b)	c)			a)	b)	c)	
$N_{cY}/N_{c\Delta}$			22/38	22/38	$N_{cY}/N_{c\Delta}$			22/38	22/38
$\nu$	$1/\sqrt{3}$	22/38	LL	NN	$\nu$	$1/\sqrt{3}$	22/38	LL	NN
1	1,035	1,033	0,973	1,009	-29	0	-0,0053	0,339	1,342
-5	0	-0,0053	0,444	0,413	31	0	0,0053	0,714	1,352
7	0	0,0053	0,291	0,0022	-35	-1,035	-1,033	0,773	0,767
-11	-1,035	-1,033	1,405	1,146	37	-1,035	-1,033	0,652	1,035
13	-1,035	-1,033	1,529	1,103	-41	0	0,0053	0,822	1,171
-17	0	0,0053	0,863	0,531	43	0	-0,0053	0,782	0,812
19	0	-0,0053	0,570	0,823	-47	1,035	1,033	0,976	1,005
-23	1,035	1,033	0,955	0,965	49	1,035	1,033	0,986	1,005
25	1,035	1,033	0,951	1,051					



**Abbildung 8.2:** Ergebnisse der FEM-Simulation (*FLUX2D*) der Oberwellenamplituden des Luftspaltfeldes  $B_{\delta \nu}$  bei  $U_N = 400$  VY,  $f_s = 50$  Hz im a) Leerlauf  $s = 0$  und bei b) Bemessungsbetrieb  $P_{eN} = 17$  kW. [138, 139] (Motordaten Serienmotor AH180 und Prototypmotor PT180 mit „Auinger“-Schaltung in Tabelle 8.4).

Die Ströme  $i_{\Delta}(t)$  und  $i_Y(t)$  sind in der FEM-Simulation nicht genau um  $\pi/6 = 30^\circ$  phasenverschoben. Auch beträgt das Verhältnis der Amplituden nicht genau  $\hat{I}_{\Delta}/\hat{I}_Y = 1/\sqrt{3}$  (siehe Tabelle 8.2). Die Unterschiede in den Phasenlagen lassen sich dadurch erklären, dass die jeweils drei Strangimpedanzen der Dreieck- und Sternschaltung nicht gleich groß sind, sondern aufgrund der gegenseitigen Nutung und lokalen Eisensättigung des resultierenden Felds aus Stator- und Rotorwicklung unterschiedlich sind. Denn es hängt die Flussverkettung der einzelnen Wicklungsstränge mit dem Rotor von der Rotorlage und der Lage von Stator- zu Rotorzahnkopf ab. Zusätzlich tritt ein Kreisstrom durch die Sättigungs- oberwelle  $\nu = 3$  in der inneren Dreieckschaltung auf (vgl. [141] und Abschnitt 4.3.2.3). Die Werte in Tabelle 8.2 zeigen, dass die äußere Y-Schaltung im Vergleich zur inneren  $\Delta$ -Wicklung ein symmetrischeres Stromsystem mit ca. um  $120^\circ$  versetzten Strömen mit fast gleichen Amplituden führt. Daher weichen auch die Phasenlagen und das Amplitudenverhältnis  $\hat{I}_{\Delta}/\hat{I}_Y$  vom Idealfall  $30^\circ$  bzw.  $1/\sqrt{3}$  ab.

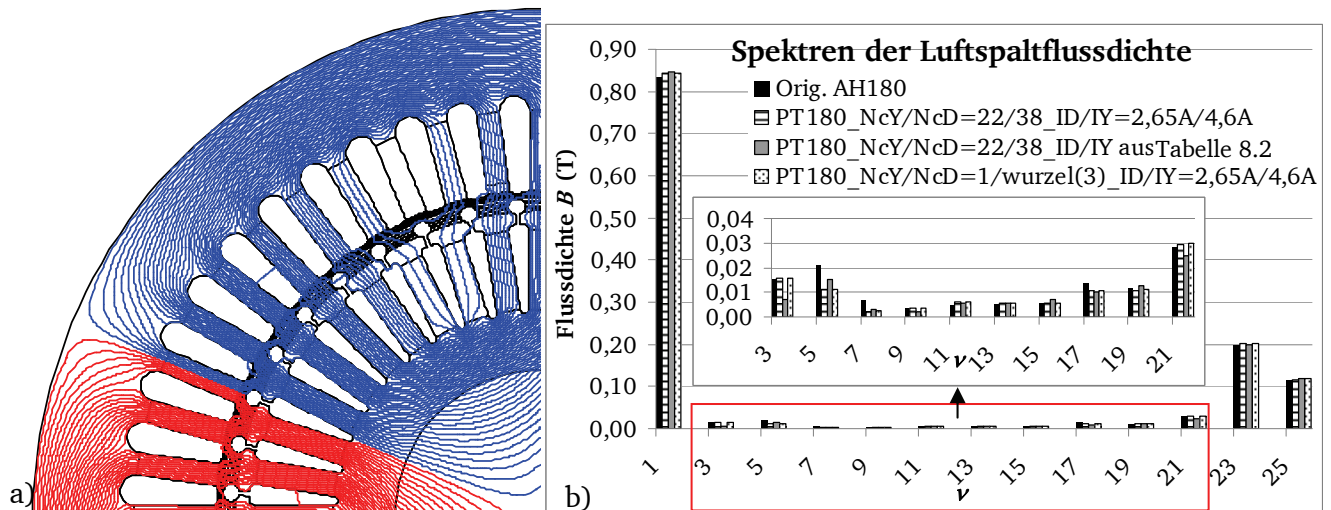
**Tabelle 8.2:** Motoren PT180 und AH180: Phasenlagen und Effektivwerte der Ströme  $i_{\Delta}(t)$  und  $i_Y(t)$  aus den FEM-Berechnungen (FLUX2D) im Bemessungspunkt der Maschine mit  $N_{cY}/N_{c\Delta} = 22/38$ :  $P_{eN} = 17$  kW;  $U_N = 400$  VY (in Klammern Werte für Leerlaufbetrieb bei  $U_N = 400$  VY) [144].

Y- Wick.	$I_Y$ (A)	Phasen- winkel $\varphi_Y$ (°)	$\Delta$ - Wick.	$I_{\Delta}$ (A)	Phasen- winkel $\varphi_{\Delta}$ (°)	Differenz $ \varphi_Y - \varphi_{\Delta} $ (°)	$(I_Y/\sqrt{3})/I_{\Delta}$
$I_U$	13,8 (4,6)	2,1(-59,5)	$I_U$	8,5(2,8)	32,5(-25,1)	30,4(34,4)	0,93(0,95)
$I_V$	13,7 (4,6)	121,9(60,2)	$I_V$	7,7(2,7)	148,1(86,7)	26,1(26,5)	1,02(0,98)
$I_W$	13,8 (4,6)	-118,2(-179,4)	$I_W$	7,6(2,4)	-85,2(-150,2)	33,1(29,2)	1,01(1,11)

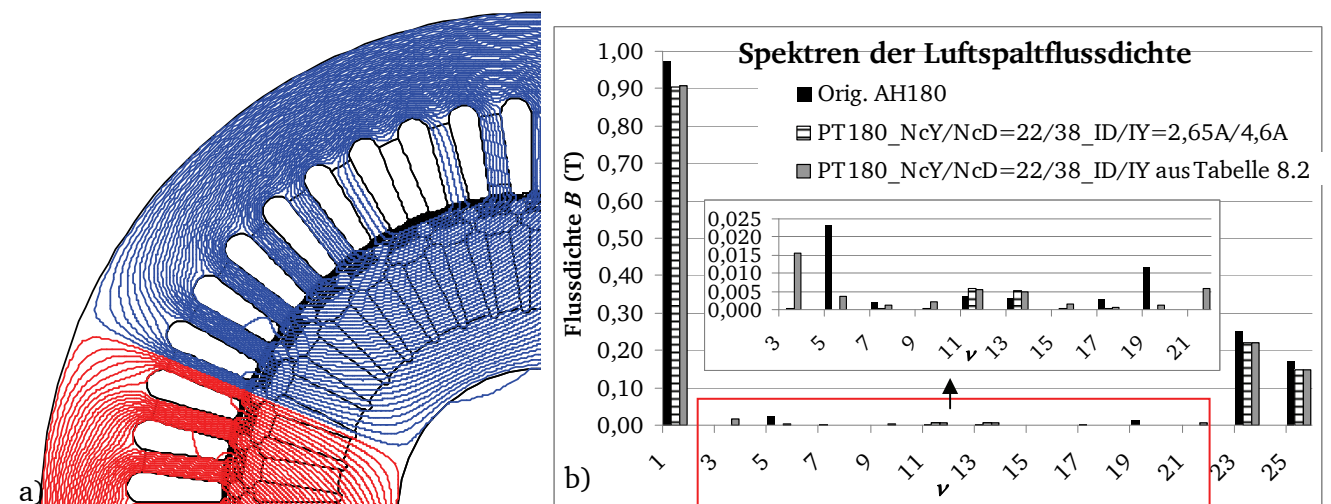
Die Gründe für eine nur teilweise Auslöschung der Oberwellen  $\nu = -5, 7, -17, 19, \dots$  in den FEM-Simulationen in Abbildung 8.2 wurden anhand von geeigneten FEM-Modellen näher untersucht. Dazu wurden die Stränge der Motoren mit idealen Stromquellen gespeist, um definiert Abweichungen von der idealen Stromverteilung (wie z.B. in Tabelle 8.2) simulieren zu können. Abbildung 8.3a) zeigt die Feldverteilung über eine Polteilung des Motors PT180 mit  $N_{cY}/N_{c\Delta} = 22/38$  im Leerlaufbetrieb und Vorgabe eines idealen Verhältnisses von  $\hat{I}_{\Delta}/\hat{I}_Y = 2,65/4,6 = 1/\sqrt{3}$  und idealen Phasenverschiebungen zwischen den Strangströmen  $I_Y$  und  $I_{\Delta}$  von  $30^\circ$ . Abbildung 8.3b) stellt die simulierten Spektren des Originalmotors AH180 und des Motors PT180 für unterschiedliche Fälle gegenüber.

Da sich für den Fall, dass der Einfluss des Rotors bei der Berechnung mitberücksichtigt wird, keine gänzliche Auslöschung der durch die „Auinger“-Wicklung betroffenen Oberwellen mit den Ordnungszahlen  $\nu = -5, 7, -17, 19, \dots$  ergibt, wurde eine Untersuchung ohne Einfluss des Rotorkäfigs mit einem voll magnetischem Rotor durchgeführt. Der Einfluss der Ankerrückwirkung und der unterschiedlichen Flussverkettungen der Stränge je nach Rotorlage fällt in dieser Betrachtung weg. Abbildung 8.4a) zeigt die Feldverteilung über eine Polteilung  $\tau_p$  des Motors PT180 mit ungenutetem Rotor und  $N_{cY}/N_{c\Delta} = 22/38$  im Leerlaufbetrieb und Vorgabe eines idealen Verhältnisses von  $\hat{I}_{\Delta}/\hat{I}_Y = 2,65/4,6 = 1/\sqrt{3}$  bei idealen Phasenlagen von  $30^\circ$  zwischen den Strangströmen (vgl. Abbildung 8.1c). Abbildung 8.4b) zeigt die Spektren der Luftspaltflussdichten der Motoren AH180 und PT180 für unterschiedliche Fälle.





**Abbildung 8.3:** a) Feldverteilung über eine Polteilung des Motors PT180 mit  $N_{cY}/N_{c\Delta} = 22/38$  im Leerlaufbetrieb und Vorgabe eines idealen Verhältnisses von  $\hat{I}_N/\hat{I}_Y = 2,65/4,6 = 1/\sqrt{3}$  bei idealen Phasenlagen von  $30^\circ$  zwischen den Strangströmen (vgl. Abbildung 8.1c). b) Spektren der Oberwellenamplituden des Luftspaltfeldes  $B_{\delta v}$  im Leerlaufbetrieb für den Originalmotor AH180 mit  $I_s = 4,6$  A ( $120^\circ$  Phasenverschiebung) und dem Motor PT180 für unterschiedliche Verhältnisse  $N_{cY}/N_{c\Delta}$  und Werte für  $\hat{I}_N/\hat{I}_Y$ . Die Rotorlage ist bei allen Untersuchungen gleich.



**Abbildung 8.4:** a) Feldverteilung über eine Polteilung des Motors PT180 mit ungenutetem Rotor und  $N_{cY}/N_{c\Delta} = 22/38$  im Leerlaufbetrieb und Vorgabe eines idealen Verhältnisses von  $\hat{I}_N/\hat{I}_Y = 2,65/4,6 = 1/\sqrt{3}$  bei idealen Phasenlagen von  $30^\circ$  zwischen den Strangströmen (vgl. Abbildung 8.1c). b) Spektren der Oberwellenamplituden des Luftspaltfeldes  $B_{\delta v}$  im Leerlaufbetrieb für den Originalmotor AH180 mit  $I_s = 4,6$  A ( $120^\circ$  Phasenverschiebung) und dem Motor PT180 für unterschiedliche Verhältnisse  $N_{cY}/N_{c\Delta}$  und Werte für  $\hat{I}_N/\hat{I}_Y$ .

Folgende Aussagen können getroffen werden (siehe auch Tabelle 8.3):

- Bei  $N_{cY}/N_{c\Delta} = 1/\sqrt{3}$  und idealer sechsphasiger Stromverteilung ergibt sich für den Motor PT180 eine nahezu vollständige Auslöschung der Amplituden der Oberwellen mit den Ordnungszahlen  $\nu = -5, 7, -17, 19, \dots$  im Vergleich zum Serienmotor AH180 (Abbildung 8.4).
- Da der Unterschied zwischen den Windungszahlverhältnissen  $N_{cY}/N_{c\Delta} = 22/38 = 0,579$  und  $N_{cY}/N_{c\Delta} = 1/\sqrt{3} = 0,577$  gering ist, ist bei Vorgabe eines idealen Stromsystems (Abbildung 8.1c) mit  $\hat{I}_N/\hat{I}_Y = 2,65/4,6 = 1/\sqrt{3}$  auch die Abweichung von einer 6-strängigen Maschine gering. Deshalb sind in Abbildung 8.4 für diesen Fall trotz Eisensättigung die Oberwellen mit  $\nu = -5, 7, -17, 19, \dots$  nahezu Null.
- Dank des Einflusses der Rotornutung (Abbildung 8.3) ist diese Verringerung etwas geringer als bei ungenutetem Rotor (Abbildung 8.4).

- Wie auch schon in Tabelle 8.1 für den Leerlaufbetrieb fallen die Reduktionen der Oberwellen der Ordnungen  $\nu = -5, 7$  deutlich stärker aus als für die Oberwellen der Ordnungszahlen  $\nu = -17, 19$ .
- Für die Oberwellen der Ordnungszahlen  $\nu = -11, 13$  ergeben sich für den Motor mit der „Auinger“-Schaltung um bis zu 32 % größere Amplituden im Vergleich zum Originalmotor AH180. Da diese Amplituden generell deutlich kleiner als die der Oberwellen mit  $\nu = -5, 7$  ausfallen, sind die Auswirkungen gering. Die oben erwähnte 11/12-Sehnung könnte hier bei Bedarf Abhilfe schaffen.
- Eine nicht ideale Verteilung der Strangströme gemäß Tabelle 8.2 hat erheblichen Einfluss auf die Oberwellen der Ordnungszahlen  $\nu = -5, 7, -17, 19...$ , so dass sich keine Auslöschung der Oberwellen mehr ergibt.
- Das Verhältnis zwischen Grundwellenamplitude und den Amplituden der Oberwellen der Ordnungszahlen  $\nu = -5, 7, -17, 19...$  ist für den Motor AH180 mit Rotorkäfig mit ungenutetem Rotor gleich.

Es ist also zu erwarten, dass sich in der Realität durch die unterschiedlichen Flussverkettungen der Wicklungsstränge mit dem Rotorkäfig und die dadurch resultierenden nicht ideal verteilten Stromsysteme bei der Verwendung der „Auinger“-Schaltung eine Reduktion des gewünschten Effektes der Auslöschung ergibt. Zusätzlich können eventuelle Unsymmetrien durch unterschiedliche Wickelkopfgeometrien, Breiten der Rotoreisenbrücken und Lagen der Windungen innerhalb der Nuten die Situation noch verschärfen. Daher werden im folgenden Abschnitt 8.3 Vergleichsmessungen eines Prototypen PT180 mit „Auinger“-Wicklung mit dem sonst baugleichen Serienmotor AH180 durchgeführt, um zu prüfen, inwiefern sich die Reduktion der Oberwellen der Ordnungen  $\nu = -5, 7, -17, 19...$  messtechnisch nachweisen lässt.

**Tabelle 8.3:** Verhältnis der Oberwellenamplituden  $B_{\delta\nu}$  des Motors PT180 mit „Auinger“-Schaltung aus der FEM-Berechnung des Leerlaufes (8.10) im Vergleich zum Originalmotor AH180 mit den Oberwellenamplituden  $B_{\delta\nu^*}$  für ideale Phasenverschiebung von  $30^\circ$  zwischen den Strömen der sechs Zweige a) für den Fall mit Spulenwindungszahlen  $N_{cY}/N_{cA} = 22/38$  und  $\hat{I}_N/\hat{I}_Y = 1/\sqrt{3}$ , b) Für den Fall  $N_{cY}/N_{cA} = 22/38$  und Strömen gemäß Tabelle 8.2 und c) im Falle der Simulation mit Rotorkäfig zusätzlich für den Idealfall mit  $N_{cY}/N_{cA} = 1/\sqrt{3}$  und  $\hat{I}_N/\hat{I}_Y = 1/\sqrt{3}$  (vgl. Abbildung 8.3 und Abbildung 8.4).

	$B_{\delta\nu}/B_{\delta\nu^*}$					
	Mit Rotorkäfig			Rotor ungenutzt		
	a)	b)	c)		a)	b)
$N_{cY}/N_{cA}$	22/38	22/38	$1/\sqrt{3}$	$N_{cY}/N_{cA}$	22/38	22/38
$\hat{I}_N/\hat{I}_Y$	$1/\sqrt{3}$	Tab. 2	$1/\sqrt{3}$	$\hat{I}_N/\hat{I}_Y$	$1/\sqrt{3}$	Tab. 2
$\nu = 1$	1,011	1,013	1,011	$\nu = 1$	0,931	0,933
-5	0,522	0,713	0,531	-5	0,005	0,156
7	0,333	0,447	0,357	7	0,091	0,543
-11	1,320	1,250	1,319	-11	1,563	1,476
13	1,132	1,107	1,134	13	1,732	1,642
-17	0,781	0,751	0,777	-17	0,067	0,203
19	0,937	1,098	0,946	19	0,010	0,112
-23	1,011	1,006	1,011	-23	0,889	0,891
25	1,022	1,024	1,022	25	0,862	0,865

### 8.3. Vergleich der Messergebnisse einer Standard-KLASM mit einem baugleichen Motor mit einer mehrphasigen Wicklung in Stern-Polygon-Mischschaltung

Zur weiteren Untersuchung der Sonderwicklung nach Auinger [137] wurde eine Prototyp-Maschine PT180 angefertigt, die bei gleichen geometrischen Maßen wie beim Serienmotor AH180 vergleichbare

Betriebseigenschaften bei besserem Wirkungsgrad  $\eta$  aufweisen soll. Tabelle 8.4 fasst die wichtigsten Maschinendaten zusammen. Zur Erhöhung der Vergleichbarkeit wird bei beiden Motoren derselbe Rotor mit Alu-Druckgusskäfig verwendet. Der Prototyp PT180 wurde bei zwei Bemessungsspannungen vermessen. Da das Verhältnis der Spulenwindungszahl des Prototypen  $N_{cY}/N_{cA} = 25/43$  beträgt, entspricht dies einer Windungszahl je Strang für  $m' = 6$  von  $N_s = p \cdot q \cdot N_c / a = 2 \cdot 2 \cdot 25 / 2 = 50$ . Der Serienmotor AH180 hat bei  $m = 3$  die Windungszahl je Strang von  $N_s = p \cdot q^* \cdot N_c^* / a^* = 2 \cdot 4 \cdot 22 / 2 = 88$ . Bei  $m' = 6$  entspräche dies einem Wert von  $N_s = 88 / 2 = 44$ . Daher muss beim Motor PT180 die Bemessungsspannung so erhöht werden, dass das Produkt aus Grundwellenwicklungsfaktor  $k_{w1}$  und Durchflutung  $k_{w1} \cdot \mathcal{O}_0 = k_{w1} \cdot N_c \cdot I_0$  im Leerlauf dieselbe Flussdichte im Luftspalt erregt wie beim Serienmotor AH180. Gemäß der Messergebnisse in Tabelle 8.5 ist dies für die Bemessungsspannung  $U_N = 467$  V der Fall. Wie Abbildung 8.5 zeigt, ergibt sich bei dieser Versorgungsspannung  $U_N = 467$  V bei Bemessungslast von  $P_N = 15$  kW ein zum Originalmotor AH180 vergleichbarer Wert für den Leistungsfaktor  $\cos \varphi_N$  (Tabelle 8.4), weswegen die Messergebnisse für diese Spannung besonders zu beachten sind. Es wurden folgende Messungen durchgeführt:

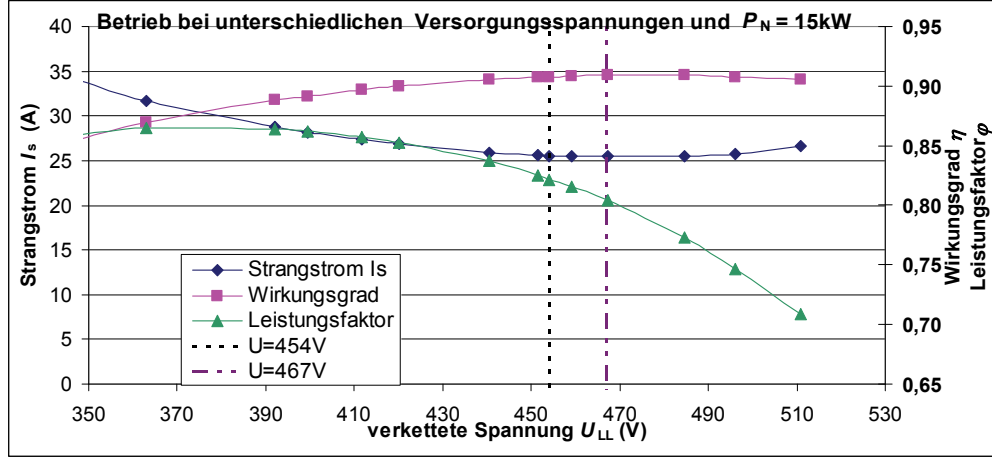
- Messung der Verlustbilanz und des Wirkungsgrads nach Methode 1 in [96] (Abschnitt 8.3.1)
- Messung der Erwärmungskurven gemäß [96] (Abschnitt 8.3.2)
- Messung des Drehmomentverlaufs  $M(s)$  im Schlupfbereich  $s = 0 \dots 2$  [75] und gleichzeitige Messung der axialen Schwingungen  $Y(s)$  im Lagerschild an der B-Seite (Abschnitt 8.3.3)
- Messung der Kurzschlusskennlinien  $I_k(U_k)$  (Abschnitt 8.3.4)
- Messung der Schallleistungspegel  $L_{wA}$  gemäß [3] (Abschnitt 8.3.5)

**Tabelle 8.4:** Maschinen- und Betriebsdaten des Motors AH180 und des Prototyps PT180 (vgl. [138, 139, 144]).

Geometrische Größen	AH180	PT180	Gemessene Größen Bemessungspunkt	AH180	PT180	PT180
Polzahl $2p$	4	4	Verk. Spannung $U_N$ (V)	400Y	454	467
Eisenlänge $l_{Fe}$ (mm)	170	170	Leistungsfaktor $\cos \varphi_N$	0,809	0,823	0,806
Stator-/Rotornuten $Q_s/Q_r$	48/40	48/40	Bemessungsstrom $I_{sN}$ (A)	29,7	25,5	25,2
Spulenwindungszahl $N_c$	22	Y:25; $\Delta$ :43	Nennndrehzahl $n_N$ ( $\text{min}^{-1}$ )	1467	1465	1466
Parallele Zweige $a$	2	2	Drehmoment $M_N$ (Nm)	98,06	98,1	97,9
Nuten pro Pol und Strang	$q = 4$	$q_Y = q_\Delta = 2$	Mech. Leistung $P_N$ (kW)	15,05	15,04	15,07
Rotorschrägung $b_{sk}$ (mm)	12,9	12,9	Wirkungsgrad $\eta_{\text{direkt}}$ (%)	90,15	91,05	91,33

**Tabelle 8.5:** Gemessene Werte der Motoren AH180 und PT180 im Leerlaufbetrieb.

Leerlaufbetrieb	AH180	PT180	PT180
Bemessungsspannung $U_N$ (V)	400	454	467
Leerlaufstrom $I_0$ (A)	13,61	10,57	11,58
Leerlaufdurchflutung $\mathcal{O}_0$ (A) $\cdot k_{w1}$	287A	262A	287A
Leistungsfaktor $\varphi_0$	0,055	0,053	0,051
Elektrische Eingangsleistung $P_0$ (W)	518,3	441,3	479,3



**Abbildung 8.5:** Messung des Strangstroms  $I_s$ , des Leistungsfaktors  $\cos \varphi$  und des Wirkungsgrades  $\eta$  des Motors PT180 bei gleich bleibender Ausgangsleistung  $P_m = P_N = 15 \text{ kW}$  und unterschiedlichen Versorgungsspannungen (Spannungsreihe).

### 8.3.1. Messung der Verlustbilanz

Die Verlustbilanz und die indirekten Wirkungsgrade  $\eta$  beider Motoren wurden gemäß Methode 1 in [96] gemessen (Abbildung 8.6). Abbildung 8.7a) zeigt die lastabhängigen Zusatzverluste  $P_{\text{zus,Last}}$  des Prototyps PT180 für die Versorgungsspannungen  $U_N = 454 \text{ V}$  und  $U_N = 467 \text{ V}$  im Vergleich zum Serienmotor AH180. Abbildung 8.7b) stellt die gemessenen indirekten Wirkungsgrade  $\eta$  (bezogen auf  $\vartheta_{\text{ref}} = 25 \text{ °C}$ ) in Abhängigkeit der Abgabeleistung  $P_m$  im Bereich des Bemessungsbetriebs gegenüber. Die Messergebnisse zeigen, dass die lastabhängigen Zusatzverluste  $P_{\text{zus,Last}}$  beim *Auinger*-Motor PT180 im Vergleich zum Normmotor AH180 im Bemessungsbetrieb bei  $U_N = 467 \text{ V}$  um 47 % reduziert sind (Tabelle 8.6). Auch die Ummagnetisierungsverluste  $P_{\text{Fe,IEC}} + P_{\text{zus,0}}(s = s_N)$ , die bei einer Messung gemäß Methode 1 in [96] zusammen mit den Leerlauf-Zusatzverlusten  $P_{\text{zus,0}}(s = s_N)$  gemessen werden (vgl. Abschnitt 4.5.7 und [42, 67]), können um 12 % reduziert werden. Grund dafür sind, wie im vorangegangenen Abschnitt 8.2 erläutert, die verringerten Amplituden der harmonischen Oberwellen mit den Ordnungszahlen  $\nu = -5, 7, -17, 19, \dots$  und die damit verbundene Reduktion der zusätzlichen Ummagnetisierungsverluste beim Motor PT180 im Vergleich zum Motor AH180. Die Stromwärmeverluste  $P_{\text{Cu,s}}$  können im Idealfall aufgrund des um 3,5 % größeren Wicklungsfaktors  $k_{\text{W1,PT180}}/k_{\text{W1,AH180}} = 0,9914/0,9577 = 1,035$  (8.3) wegen  $r_{\text{s,PT180}}/r_{\text{s,AH180}} = 1/1,035^2 = 0,93$  um ca. 7 % reduziert werden. Hier ist allerdings noch nicht das ganze Einsparpotential ausgeschöpft. Aufgrund unterschiedlicher Produktionsverfahren beider Motoren und der größeren Anzahl von Spulenverbindungen auf der B-Seite des Prototypen PT180 ist die axiale Länge der Wickelköpfe auf der B-Seite des Motors PT180 um  $78 \text{ mm}/70 \text{ mm} = 11 \%$  größer. Generell ließe sich jedoch der Wickelkopf eines Motors mit einer *Auinger*-Wicklung genau so gestalten wie der eines Motors mit einer konventionellen Dreiphasenwicklung. Für die Strangwiderstände  $R_s$  beider Motoren gilt mit den Messergebnissen der verketteten Widerstände  $R_{LL}$  [139]:

Mittlerer gemessener Widerstand einer Sternspule  $R_Y = 0,269 \text{ } \Omega$  ( $\vartheta = 20 \text{ °C}$ ),  
 Mittlerer gemessener Widerstand einer Dreieckspule  $R_\Delta = 0,773 \text{ } \Omega$  ( $\vartheta = 20 \text{ °C}$ ).

$$R_{LL,PT180} = \left( 2 \cdot R_Y + \frac{2R_\Delta^2}{3R_\Delta} \right) \cdot \frac{1}{a} = 0,527 \text{ } \Omega, \quad (8.12)$$

Strangwiderstand  $R_{s,PT180} = R_{LL,PT180}/2 = 0,263 \text{ } \Omega$  ( $\vartheta = 20 \text{ °C}$ )

$R_{LL,AH180} = 2 \cdot R_s = 0,39 \text{ } \Omega$ ,



mittlerer gemessener Strangwiderstand  $R_{s,AH180} = R_{LL,AH180}/2 = 0,194 \Omega$  ( $\vartheta = 20^\circ\text{C}$ ).

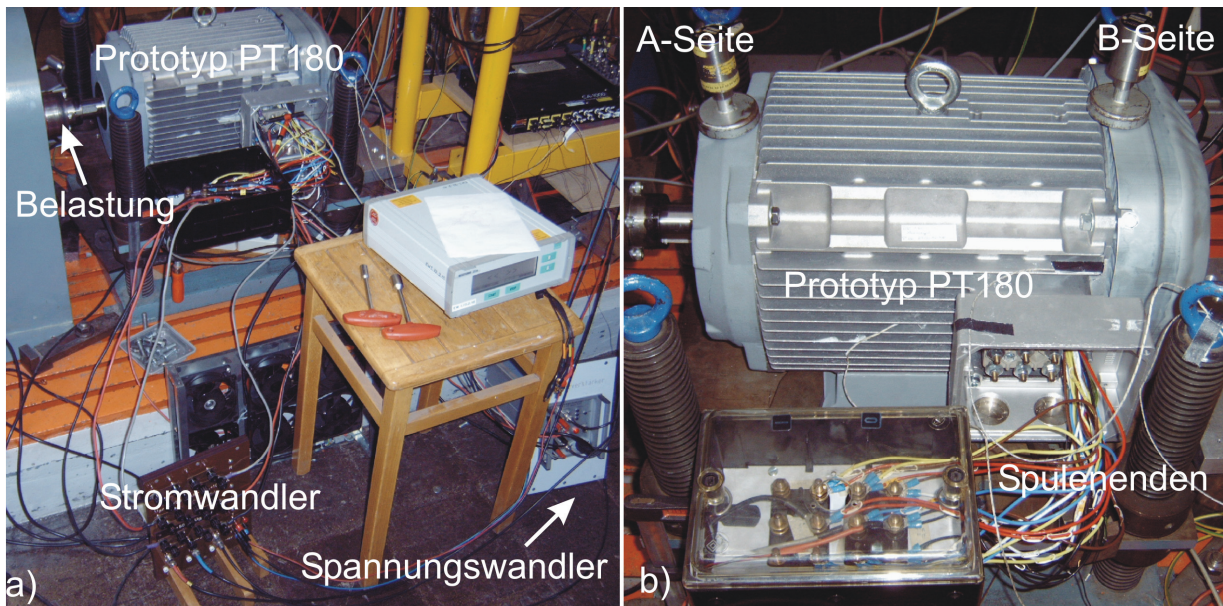
Für die bezogenen Strangwiderstände  $r_s$  beider Motoren ergibt sich daher mit den Messwerten aus Tabelle 8.4:

$$r_{s,AH180} = \frac{R_{s,AH180}}{Z_N} = \frac{R_{s,AH180}}{U_N / I_N} = \frac{0,194 \Omega \cdot 29,7 \text{ A} \cdot \sqrt{3}}{400 \text{ V}} = 0,0249 \text{ für den Standard-Motor AH180,} \quad (8.13)$$

$$r_{s,PT180} = \frac{R_{s,PT180}}{Z_N} = \frac{R_{s,PT180}}{U_N / I_N} = \frac{0,263 \Omega \cdot 25,24 \text{ A} \cdot \sqrt{3}}{467 \text{ V}} = 0,0246 \text{ für den Motor PT180 mit } U_N = 467 \text{ V.}$$

Beide Motoren haben somit etwa denselben bezogenen Widerstand.

Wegen des um 3,5 % größeren Wicklungsfaktors  $k_{W1,PT180}/k_{W1,AH180} = 0,9914/0,9577 = 1,035$  (8.3) der Grundwelle beim Motor PT180 könnte für das gleiche Drehmoment  $M_e$  bei konstantem Ständestrom  $I_s$  wegen  $M_e \sim k_{W1} \cdot I_s \cdot B_\delta$  der bezogene Strangwiderstand  $r_{s,PT180}$  bei gleichem Nutfüllfaktor  $k_f$  um  $(1/1,035^2) = 0,93$  also 7 % gegenüber dem des Standardmotors  $r_{s,AH180}$  reduziert werden, wodurch die Statorstromwärmeverluste  $P_{Cu,s}$  um den selben Faktor 7 % reduziert werden könnten. Aufgrund des längeren Wickelkopfes des Motors PT180 sind die bezogenen Widerstände in (8.13) jedoch in etwa gleich. Schätzt man nun aber ab, dass durch die aufwendigere Verschaltung doch um ca. 3,5 % längere Wickelköpfe nötig sind, beträgt eine realistische Verringerung des Statorwiderstands etwa 3,5 %. Daher wird in Tabelle 8.6 in Klammern der um 3,5 % reduzierte Wert der Stromwärmeverluste  $P_{Cu,s}$  angegeben, den der Motor PT180 bei Verwendung des gleichen Fertigungsverfahrens und damit derselben Wickelkopfgeometrie wie beim Motor AH180 aufweisen würde.



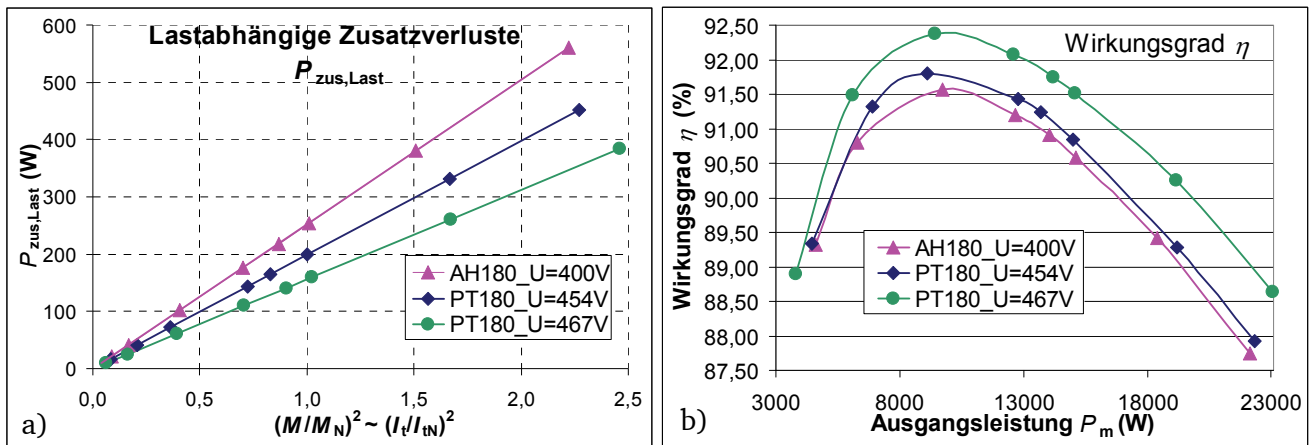
**Abbildung 8.6:** a) Messaufbau zur Bestimmung der Verlustbilanz mit Strom- und Spannungswandlern zur Messung der Ströme in den in Y und  $\Delta$  verschalteten Wicklungsteilen b) Prototyp-Motor PT180.

Insgesamt lassen sich die Verluste  $P_d$  des Motors PT180 bei  $U_N = 467 \text{ V}$  durch die Verwendung einer mehrphasigen Wicklung in Stern-Polygon-Mischschaltung gemäß Auinger [137] um ca.  $\Delta P_d = 176 \text{ W}$  (196 W bei gleicher Wickelkopfgeometrie und  $r_{s,AH180}/r_{s,PT180} = 1,035$ ) senken. Damit lässt sich eine Steigerung des Wirkungsgrades  $\eta$  von ca. 1 % (1,1 % bei gleicher Wickelgeometrie und  $r_{s,AH180}/r_{s,PT180} = 1,035$ ) erreichen.



**Tabelle 8.6:** Gemessene Verlustbilanz [96] der Motoren AH180 und PT180 für zwei Bemessungsspannungen. Alle Stromwärmeverluste werden auf eine Umgebungstemperatur von  $\vartheta_{\text{amb}} = 25^\circ\text{C}$  umgerechnet. Die Messungen beider Motoren wurden bei Rotation im Rechtslauf durchgeführt. In Klammern sind die Korrekturen der Stator-Stromwärmeverluste  $P_{\text{Cu},s}$  des Motors PT180 für den Fall gleicher Wickelköpfe angegeben.

Bemessungsbetrieb	AH180	PT180	PT180
Bemessungsspannung $U_N$ (V)	400	454	467
Elektrische Eingangsleistung $P_e$ (W)	16602,90	16521,80	16470,7
Statorstromwärmeverluste $P_{\text{Cu},s}$ (W)	648,04	626,43 (604,50)	604,01 (582,86)
Ummagnetisierungsverluste $P_{\text{Fe,IEC}} +$ Zusatzverluste im Leerlauf $P_{\text{zus},0}(s = s_N)$ (W)	223,29	233,49	198,62
Rotorstromwärmeverluste $P_{\text{Cu},r}$ (W)	358,24	364,45	348,72
Lastabhängige Zusatzverluste $P_{\text{zus,Last}}$ (W)	254,13	199,06	159,35
Luft- und Lagerreibungsverluste $P_{\text{fr}+w}$ (W)	89,43	89,65	86,68
Gesamtverluste $P_d$ (W)	1573,13	1513,1 (1491,2)	1397,4 (1376,2)
Ausgangsleistung $P_m$ (kW)	15,075	15,008 (15,030)	15,073 (15,094)
Wirkungsgrad $\eta$ (%)	90,52	90,84 (90,97)	91,51 (91,64)

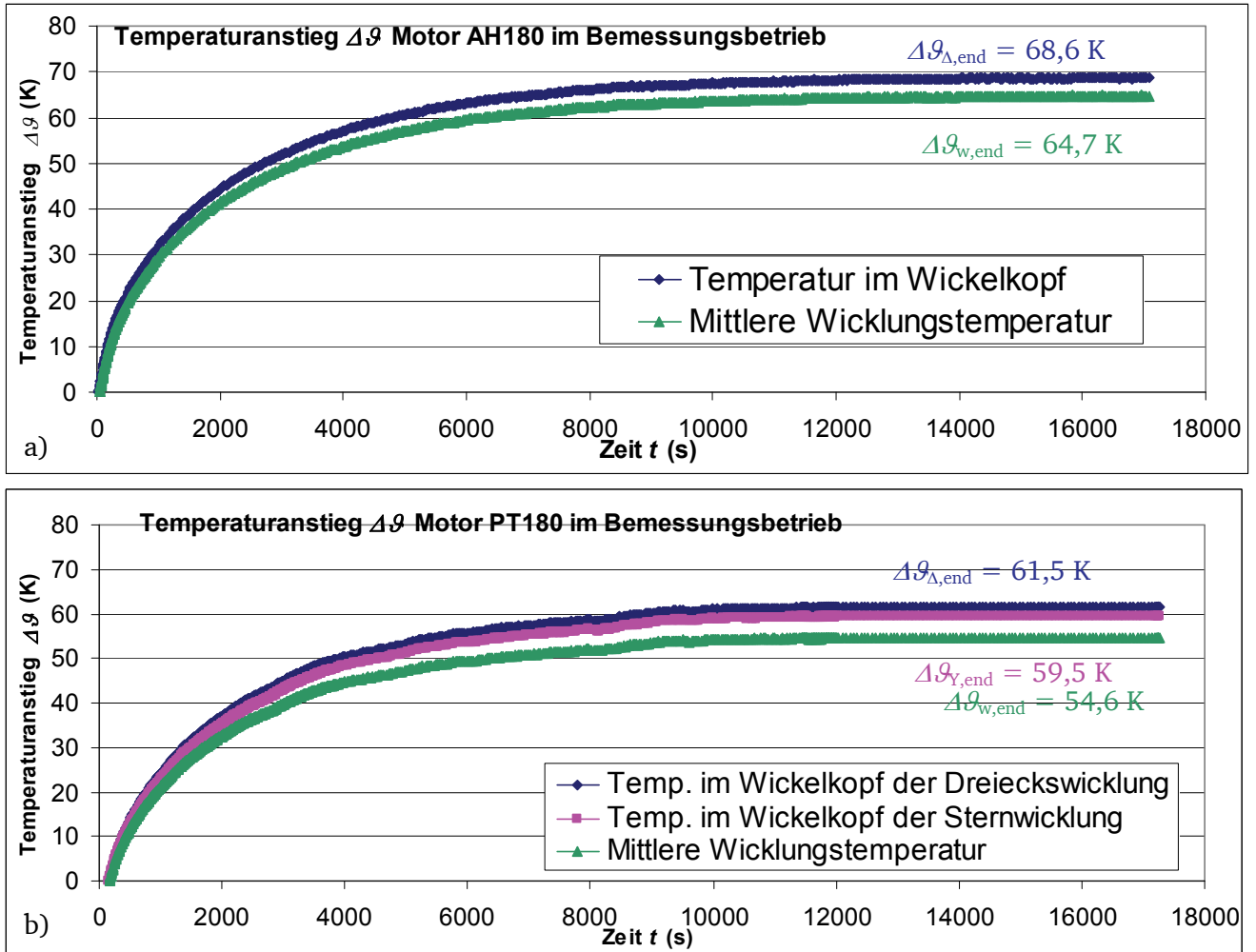


**Abbildung 8.7:** a) Gemessene lastabhängige Zusatzverluste  $P_{\text{zus,Last}}$  und b) indirekte Wirkungsgrade  $\eta$  (bezogen auf  $\vartheta_{\text{ref}} = 25^\circ\text{C}$ ) der Motoren AH180 und PT180, Messmethode 1 aus [96], Prüflinge mit Rotation im Rechtslauf.

### 8.3.2. Messung der Erwärmungskurven und der Strangströme und -Spannungen

Die Reduktion der Gesamtverluste  $P_d$  des Prototypen PT180 im Bemessungsbetrieb ist auch in den gemäß [96] gemessenen Erwärmungskurven sichtbar. Abbildung 8.8 vergleicht den Temperaturanstieg  $\Delta\vartheta = \vartheta_{\text{mess}} - \vartheta_{\text{amb}}$  in der Wicklung und im Wickelkopf beider Motoren. Die mittleren Wicklungstemperaturen  $\vartheta_w$  werden dabei gemäß [96] aus den lokalen Messwerten im Bereich der Wicklung und einem über die Kaltwiderstände und einer Widerstandsmessung während des Abkühlens nach dem Erwärmungslauf errechneten Korrekturfaktors ermittelt (vgl. Abschnitt 6.3.3). Der Vergleich der mittleren Wicklungstemperaturen nach dem Erwärmungslauf  $\vartheta_{w,\text{end}}$  zeigt einen um knapp 10 K niedrigeren Wert des Motors PT180. Dieser große Unterschied kann nicht alleine auf die um  $\Delta P_d = 176$  W geringeren Gesamtverluste zurückgeführt werden. Ein Vergleich der resultierenden Wärmeübergangszahl  $\alpha = P_d / \Delta\vartheta_w$ , bestimmt aus den Gesamtverlusten und der mittleren Wicklungserwärmung, beider Motoren zeigt, dass durch die unterschiedliche Imprägnierung der Wicklungen eine um 5 % bessere Wärmeabfuhr beim Motor PT180 auftritt, was die Wicklungstemperaturen  $\vartheta_{w,\text{end}}$  für den Motor PT180 weiter senkt.

$$\frac{\alpha_{PT180}}{\alpha_{AH180}} = \frac{P_{d,PT180}(U_N = 467V)}{P_{d,AH180}} \cdot \frac{\Delta\vartheta_{w,end,AH180}}{\Delta\vartheta_{w,end,PT180}(U_N = 467V)} = \frac{1397W}{1573W} \cdot \frac{64,7K}{54,6K} = 1,052 \quad (8.14)$$



**Abbildung 8.8:** Erwärmungslauf gemäß [96] bei Bemessungsbetrieb a) AH180 mit  $U_N = 400 V$  und b) PT180 mit  $U_N = 467 V$ . Für beide Motoren sind die Messergebnisse für den Wickelkopf  $\Delta\vartheta$  auf der Anschlussseite (A-Seite) angegeben.

Für den Motor PT180 werden Thermoelemente im Wickelkopf jeweils einer im Dreieck und im Stern verschalteten Spule angebracht. Die Messergebnisse in Abbildung 8.8 zeigen, dass die gemessenen Erwärmungen  $\vartheta_{\Delta}$  in der Dreieckswicklung um 2 K größer sind als die der im Stern verschalteten Spulen. Für die Stromwärmeverluste  $P_{Cu,Y}$  und  $P_{Cu,\Delta}$  in den Wicklungsteilen gilt mit den gemessenen Widerstandswerten der Spulen  $R_Y$  und  $R_{\Delta}$  ( $\vartheta_w = 20^{\circ}C$ ) aus (8.12) und den gemessenen Strömen  $I_Y$  und  $I_{\Delta}$  in Tabelle 8.7:

$$P_{Cu,Y} = R_Y \cdot I_Y^2 = 0,269 \Omega \cdot (12,76A)^2 = 43,79 W, \quad (8.15)$$

$$P_{Cu,\Delta} = R_{\Delta} \cdot I_{\Delta}^2 = 0,773 \Omega \cdot (7,44)^2 = 42,78 W.$$

Damit sind die Verlustleistungen  $P_{Cu,Y}$  und  $P_{Cu,\Delta}$  vergleichbar und können nicht der Grund für die unterschiedlichen Temperaturen sein. In der im Dreieck verschalteten Spule treten allerdings schon im Leerlaufbetrieb zusätzlich 150Hz-Kreisströme  $I_D$  durch die sättigungsbedingte 3. harmonische Feldoberwelle auf (vgl. Abschnitt 4.3.2.3). Aus der Messung dieser Kreisströme  $I_D$  im Leerlaufbetrieb (Abbildung 8.9) ergeben sich zusätzliche Stromwärmeverluste  $P_{Cu,D}$  von maximal nur:

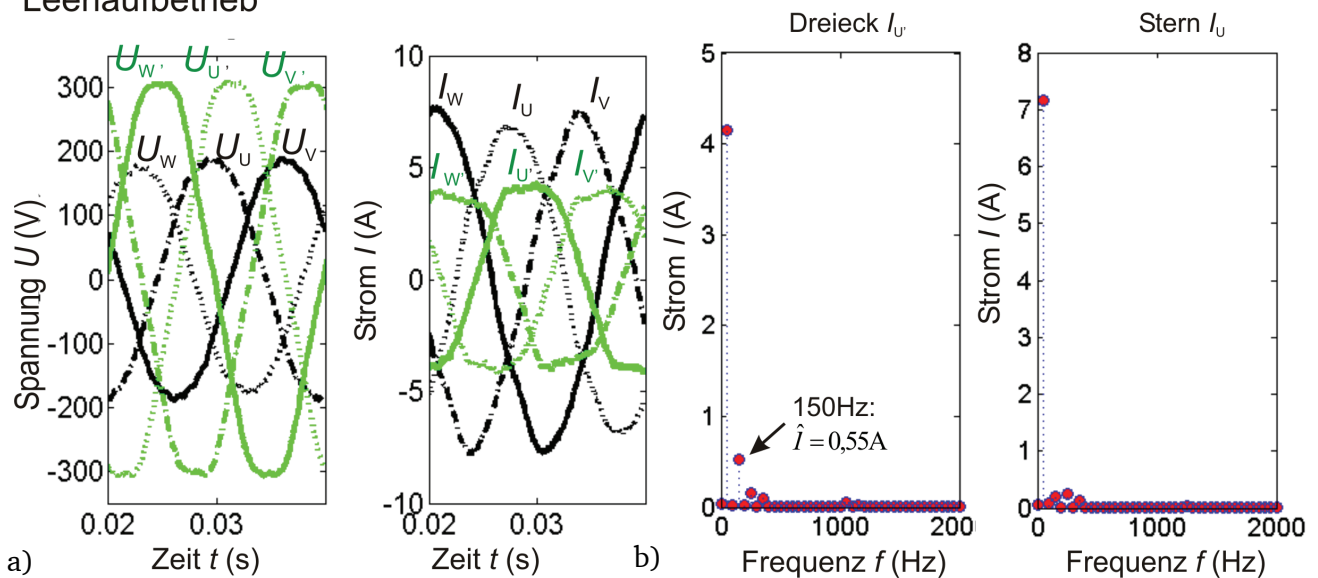
$$P_{Cu,D} = 6 R_{\Delta} I_D^2 = 6 \cdot 0,962 \Omega (\vartheta_w = 80^{\circ}C) \cdot (0,55A)^2 = 1,74 W, \quad (8.16)$$

die für eine geringe zusätzliche Erwärmung der in Dreieck im Vergleich zu den im Stern verschalteten Wicklungsteilen führen können.

**Tabelle 8.7:** Gemessene Phasenlagen und Effektivwerte der Ströme in den in Stern und Dreieck verschalteten Wicklungsteilen des Motors PT180 bei Bemessungsbetrieb  $U_N = 454 \text{ V}$ ;  $P_N = 15 \text{ kW}$  (vgl. Tabelle 8.2) [144].

Y-Wick.	$I_Y \text{ (A)}$	Phasenwinkel $\varphi_Y \text{ (}^\circ\text{)}$	$\Delta$ -Wick.	$I_\Delta \text{ (A)}$	Phasenwinkel $\varphi_\Delta \text{ (}^\circ\text{)}$	Differenz $ \varphi_Y - \varphi_\Delta  \text{ (}^\circ\text{)}$	$(I_Y / \sqrt{3}) / I_\Delta$
$I_U$	12,87	-97,73	$I_{U'}$	7,38	-67,81	-29,92	1,006
$I_V$	12,84	141,0	$I_{V'}$	7,38	173,91	-32,91	1,004
$I_W$	12,59	21,78	$I_{W'}$	7,57	53,08	-31,3	0,96

### Leerlaufbetrieb



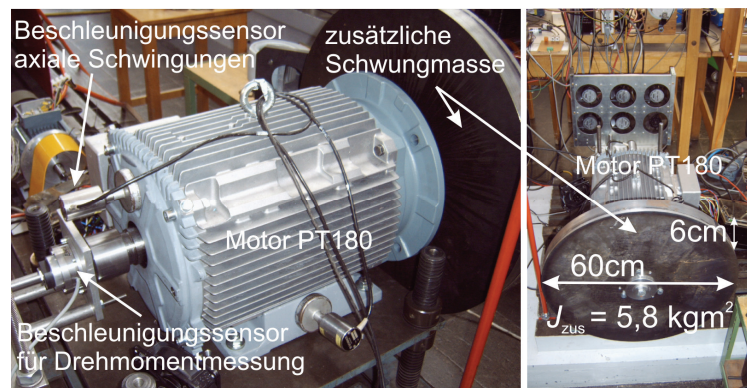
**Abbildung 8.9:** a) Gemessene Spannungen und Ströme in den in Stern und Dreieck verschalteten Wicklungsteilen des Motors PT180 und b) FFT der Ströme  $I_U$  (Stern) und  $I_{U'}$  (Dreieck) im Leerlaufbetrieb mit  $U_N = 454 \text{ V}$  [144].

Die in Tabelle 8.7 zusammengefassten, im Bemessungsbetrieb gemessenen Effektivwerte und Phasenwinkel der Ströme  $I_Y$  und  $I_\Delta$  ergeben, ähnlich wie bei den FEM-Ergebnissen in Tabelle 8.2, dass leichte Abweichungen vom idealen Stromsystem mit  $\hat{I}_\Delta / \hat{I}_Y = 1 / \sqrt{3}$  und Phasendifferenzen von  $|\varphi_Y - \varphi_\Delta| \neq 30^\circ$ el zwischen zwei benachbarten Spulengruppen auftreten. Diese sind, wie die Untersuchungen in Abschnitt 8.2 zeigen, zum größten Teil auf die Ankerrückwirkung zurückzuführen. Wie im gleichen Abschnitt gezeigt wurde, wird durch diese Abweichungen vom idealen Stromsystem die Wirkung der *Auinger*-Wicklung reduziert, so dass im Vergleich zum Idealfall keine totale Auslöschung der Oberwellen der Ordnungszahlen  $\nu = -5, 7, -17, 19, \dots$  mehr stattfindet.

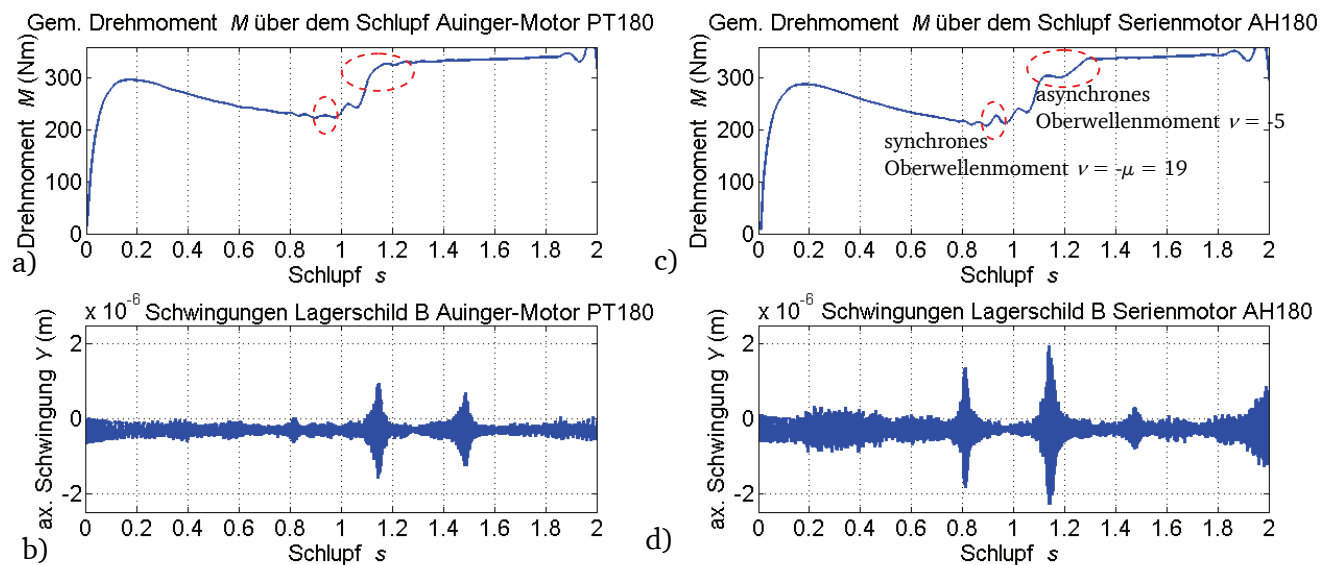
### 8.3.3. Messung der Hochlaufkurven und axialen Schwingungen während des Hochlaufs der Motoren

Der über den in Abschnitt 4.4.4 vorgestellten Reversiersversuch im Schlupfbereich von  $s = 2$  bis  $s = 0$  gemessene Drehmomentverlauf  $M(s)$  des Motors AH180 (Abbildung 8.10) zeigt ein deutlich sichtbares asynchrones harmonisches Oberwellenmoment  $M_{e\nu}$ , verursacht durch die Oberwelle der Ordnung  $\nu = -5$ , bei einem Schlupf  $s = 1,2$  und ein synchrones harmonisches Oberwellenmoment  $M_{e\nu}$ , verursacht durch Stator- und Rotorfeldoberwellen der Ordnung  $\nu = -\mu = 19$  bei einem Schlupf  $s = 0,9$  (Abbildung 8.11). Da diese Oberwellen gemäß Abschnitt 8.2 durch die Verwendung einer *Auinger*-Wicklung reduziert werden, sind diese harmonischen Oberwellenmomente in dem Drehmomentverlauf des Motors PT180 nicht sichtbar (Abbildung 8.11). Durch die Reduktion der Oberwellen und der damit

sinkenden Oberfelderstreuiziffer  $\sigma_{os}$  (8.11) wird das Kippmoment  $M_b$  des Motors PT180 beim Reversieren mit einer Versorgungsspannung von  $U = 454 \text{ V}$  um 3 % und bei Versorgungsspannung von  $U = 467 \text{ V}$  sogar um 9 % im Vergleich zum Motor AH180 erhöht (Tabelle 8.8).



**Abbildung 8.10:** Motor PT180 bei Durchführung des Reversiersversuchs (siehe Abschnitt 4.4.4) mit Beschleunigungsaufnehmern für die Messung der Drehbeschleunigung und der axialen Schwingungen.



**Abbildung 8.11:** Gemessenes Drehmoment  $M(s)$  und axiale Schwingung  $Y(s)$  am Lagerschild auf der B-Seite (siehe Abbildung 8.6b) während des Reversiervorgangs bei Bemessungsspannung a),b) Motor PT180;  $U_N = 454 \text{ V}$  c),d) Motor AH180;  $U_N = 400 \text{ V}$ .

**Tabelle 8.8:** Gemessene Drehmomentwerte des Motors AH180 und des Prototypen PT180 mit  $U_N = 454 \text{ V}$ . Die Werte  $M^*$  für den Motor PT180 mit einer Bemessungsspannung von  $\hat{U} = 467 \text{ V}$  wurden über die Beziehung  $M^* = (U^*/U)^2$  berechnet.

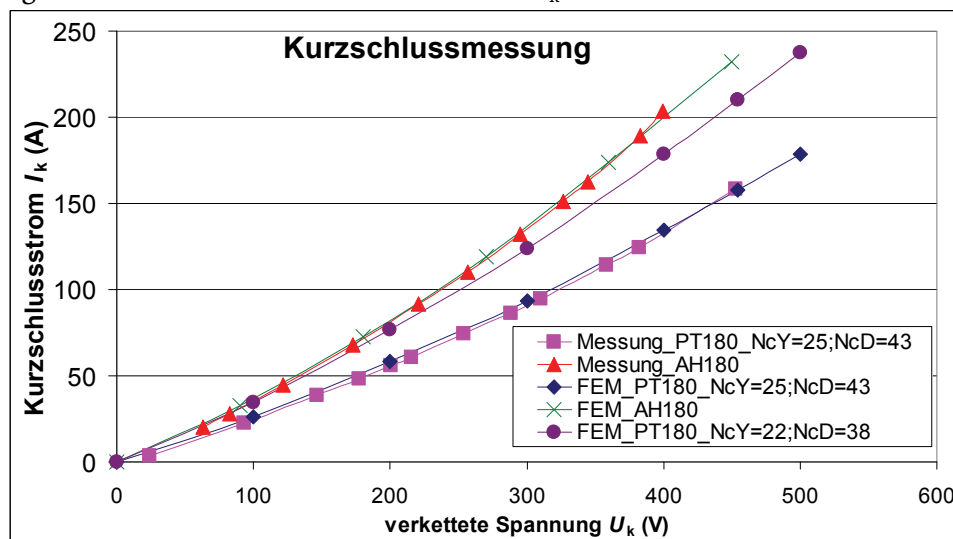
	AH180 ( $U_N = 400\text{V}$ )	PT180 ( $U_N = 454\text{V}$ )	PT180 ( $U_N = 467\text{V}$ )
Anfahrmoment $M_{s=1}$ (Nm)	233,5	236,8	250,6
Sattelmoment $M_p$ (Nm)	208,5	224,3	237,3
Kippmoment $M_b$ (Nm)	288,8	297,8	315,1
Bemessungsmoment $M_N$ (Nm)	98,06	98,11	97,94

Die am Lagerschild der B-Seite während des Reversiervorgangs gemessene maximale axiale Schwingungsamplitude  $\hat{Y}$  ist beim Motor AH180 deutlich größer als beim Motor PT180, da durch Reduktion

der Oberwellen beim Motor PT180 die Schwingungsanregung durch radiale magnetische Kraftwellen geringer ist [114].

### 8.3.4. Messung der Kurzschlusskennlinie

Die effektive Windungszahl je Strang (8.1) des Prototypen PT180 ist  $k_{w1Y} \cdot N_{cY} \cdot q_Y + (1/\sqrt{3}) \cdot k_{w1\Delta} \cdot N_{c\Delta} \cdot q_\Delta = 98,79$  und die des Standard-Motors AH180 nur  $k_{w1} \cdot N_c \cdot q = 84,28$ . Damit ist die effektive Windungszahl des Motors PT180 um 17 % größer als die des Motors AH180. Die gemessenen verketteten Strangwiderstände  $R_{LL}$  des Motors betragen im Mittel  $R_{LL,PT180} = 0,519 \, \Omega$  (bei  $\vartheta = 20^\circ\text{C}$ ) und ist damit um 34 % größer als der gemessene mittlere Wert des Motors AH180 mit  $R_{LL,AH180} = 0,39 \, \Omega$  ( $\vartheta = 20^\circ\text{C}$ ) (8.12). Bei der Bemessungsspannung von  $U_N = 400 \, \text{V}$  ist der Kurzschlussstrom  $I_k$  des Motors AH180 um 25 % größer als beim Motor PT180 mit einer Bemessungsspannung von  $U_N = 467 \, \text{V}$ , obwohl hier die Versorgungsspannung um den Faktor  $467 \, \text{V}/400 \, \text{V} = 1,17$  erhöht wurde (Abbildung 8.12 und Tabelle 8.9). Im Kurzschlussbetrieb wird der Kurzschlussstrom  $I_k$  nur von den *ohm'schen* Widerständen je Phase  $R_s + R_r$  und den Streuinduktivitäten  $X_{s\sigma} + X_{r\sigma}$  von Stator und Rotor beschränkt. Da die Rotoren bei beiden Motoren gleich sind, ist die erhöhte Streuimpedanz  $Z = R_s + j\omega L_{s\sigma}$  des Stators der Grund für die geringeren Kurzschlussströme  $I_k$  des Motors PT180. Zusätzlich zu dem um 34 % größeren Widerstand  $R_{LL,PT180}$ , ist die Streureaktanz  $L_{s\sigma} \sim N_s^2$  des Motors PT180 wegen der erhöhten Anzahl an Windungen je Strang  $N_s$  deutlich größer als beim Motor AH180. Die FEM-Ergebnisse in Abbildung 8.12 zeigen, dass im Falle einer Reduktion der Windungszahl  $N_{cY}$  der im Stern verschalteten Spulen auf 22 ( $N_{c\Delta} = \sqrt{3} \cdot N_{cY} = 38$ ) und der damit verbundenen Angleichung der effektiven Windungszahlen der Motoren PT180 und AH180, für eine Bemessungsspannung von  $U_N = 400 \, \text{V}$  vergleichbare Werte des Kurzschlussstroms  $I_k$  für beide Motoren auftreten.



**Abbildung 8.12:** Gemessene Kurzschlusskurven  $I_k(U_k)$  der Motoren AH180 und PT180. Zusätzlich werden FEM-Ergebnisse der Kurzschlusskurven  $I_k(U_k)$  für den Motor AH180 und den Motor PT180 mit  $N_{cY}/N_{c\Delta} = 25/43$  und  $N_{cY}/N_{c\Delta} = 22/36$  angegeben.

**Tabelle 8.9:** Messergebnisse der Motoren AH180 und PT180 im Kurzschlussbetrieb.

Kurzschlussbetrieb	AH180	PT180	PT180
Bemessungsspannung $U_N$ (V)	400	454	467
Kurzschlussstrom $I_k$ (A)	203,7	158,3	162,2
Leistungsfaktor $\cos\varphi_k$	0,495	0,506	0,503
Elektrische Eingangsleistung $P_k$ (kW)	69,8	62,8	65,9

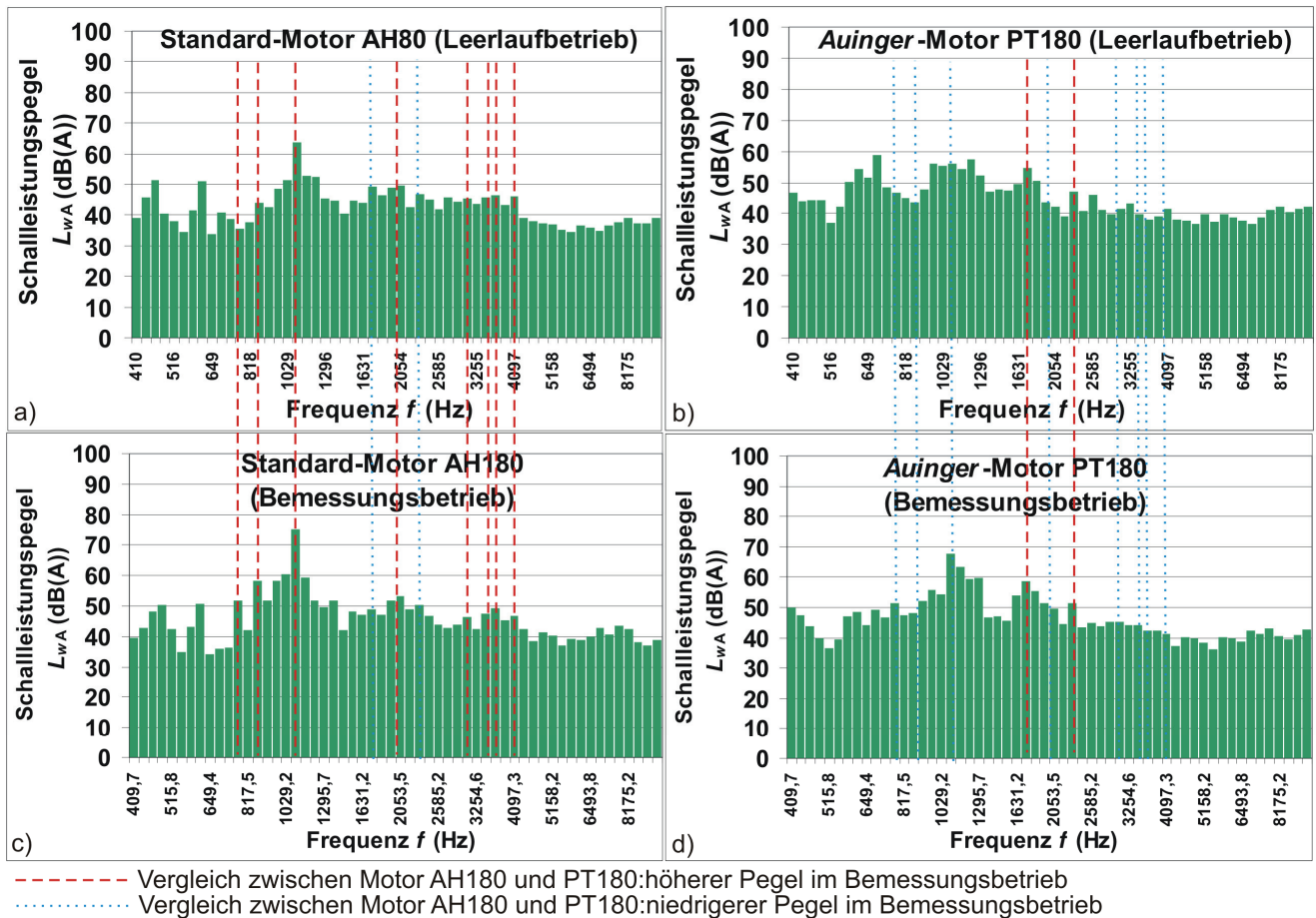


### 8.3.5. Vergleichende Geräuschmessungen

Abbildung 8.13 zeigt die Ergebnisse der Geräuschmessung des Standard-Motors AH180 und des Prototypen PT180 mit einer *Auinger*-Wicklung. Um beurteilen zu können, welche Schallleistungspegel  $L_{wA}$  ihren Ursprung in einer Schwingungsanregung des Motorgehäuses durch elektromagnetische Radialkraftwellen haben (vgl. Kapitel 5), werden die Pegel im Leerlaufbetrieb und im Bemessungsbetrieb miteinander verglichen. Die Schallleistungspegel  $L_{wA}$ , die im Bemessungsbetrieb einen größeren Wert aufweisen, sind auf elektromagnetische Schwingungsanregungen zurückzuführen, da diese mit den steigenden Amplituden der Stator- und Rotorfelder  $B_{sv}$  bzw.  $B_{r\mu}$  bei steigender Belastung ansteigen. Bei einem Großteil des betrachteten Frequenzspektrums der in Abbildung 8.13 betrachteten Schallleistungspegel  $L_{wA}$  ist für den Motor PT180 eine Reduktion festzustellen. Besonders deutlich ist die Verminderung der Schallabstrahlung für die Frequenzen  $f_{\text{ton}} = 878 \text{ Hz}$  und  $f_{\text{ton}} = 1078 \text{ Hz}$ , wo um 9,8 dB bzw. 7,6 dB geringere Schallleistungspegel  $L_{wA}$  gemessen wurden (Tabelle 8.10). Hier treten Radialkraftwellen auf, die u. A. von Statorfeldoberwellen der Ordnungen  $\nu = -5, 7, -17, 19$  erregt werden, die gemäß Tabelle 8.1 durch die *Auinger*-Wicklung reduziert werden. Wie der Vergleich der Feldoberwellenamplituden in Tabelle 8.1 weiterhin zeigt, kann es aufgrund des größeren Grundwellen-Wicklungsfaktors  $k_{w1}$  (8.3) des Motors PT180 mit der *Auinger*-Wicklung allerdings auch zu einer Erhöhung von Amplituden der Feldoberwellen kommen. Daher werden gerade Radialkraftwellen, bei denen die nutharmonischen Statorfeldoberwellen  $\nu = -23, 25, -47, 49, \dots$  beteiligt sind, verstärkt, wodurch bei den gemessenen Schallleistungspegeln  $L_{wA}$  bei den Frequenzen  $f_{\text{ton}} = 1756 \text{ Hz}$  und  $f_{\text{ton}} = 2156 \text{ Hz}$  für den Motor PT180 höhere Werte im Vergleich zum Motor AH180 auftreten. Die Reduktion der dominanten magnetisch erregten Töne bei der Frequenz von  $f_{\text{ton}} = 1078 \text{ Hz}$  sorgt jedoch für eine signifikante Verbesserung der Geräuschemissionen beim Motor PT180. Die Messergebnisse beweisen, dass der Einsatz einer mehrphasigen Wicklung in Stern-Polygon-Mischschaltung im Motor PT180 zu einer Reduktion der Schallabstrahlung führt und damit die Einhaltung der in [3] zusammengefassten Grenzwerte für die Schallleistungspegel  $L_{wA}$  erleichtert.

**Tabelle 8.10:** Vergleich ausgewählter, gemessener Schallleistungspegel  $L_{wA}$  aus Abbildung 8.13, die auf eine elektromagnetische Kraftanregung zurückzuführen sind. Für die an der Erregung der elektromagnetischen Radialkraftwellen ( $r < 10$ ) bei der jeweiligen Frequenz  $f_{\text{ton}}$  beteiligten Statorfeldoberwellen der Ordnungszahlen  $\nu$  werden jeweils die ersten 6 Werte bis  $\nu = 50$  angegeben. Da die Feldoberwellen der Ordnungszahlen  $\nu = -5, 7, -17, 19, \dots$  sich gemäß Abschnitt 8.2 im Falle des Prototypen PT180 nicht gänzlich auslöschen, treten (wenn auch vermindert) Schallleistungspegel  $L_{wA}$  bei Frequenzen  $f_{\text{ton}}$  auf, die bei einer ideal sechsphasigen Maschine nicht auftreten würden. Motor AH180:  $U_N = 400 \text{ VY}$ ,  $P_N = 15 \text{ kW}$ ,  $s_N = 2,2 \%$ ; Prototyp PT180:  $U_N = 467 \text{ VY}$ ,  $P_N = 15 \text{ kW}$ ,  $s_N = 2,3 \%$ .

Frequenz $f_{\text{ton}}$ (Hz) AH180      PT180		Ordnungszahlen der auftretenden Kraftanregungen $r$	Beteiligte Statoroberwellen $\nu$	$L_{wA}$ AH180 (dB(A))	$L_{wA}$ PT180 (dB(A))	$\Delta L_{wA} = L_{wA, \text{AH180}} - L_{wA, \text{PT180}}$
778	777	4, 8	-5, 7, 13, 19, 25,	51,7	51,4	+0,3 dB(A)
878	877	0	-5, 7, -11, 13, -17,	58,2	48,4	+9,8 dB(A)
1078	1077	4, 8	-5, 7, -11, 13, -17,	75,2	67,6	+7,6 dB(A)
1756	1754	0	7, 13, 25, 31, 37,	48,8	58,8	-10 dB(A)
2056	2054	0	-5, 7, -11, -17, 31,	53,1	49,7	+3,5 dB(A)
2156	2154	4, 8	-5, -11, -23, -35, -	50,0	51,5	-0,9 dB(A)
3034	3031	4, 8	7, 13, -35, -41,	46,4	45,4	+1 dB(A)
3812	3808	0	43, 49	47,6	44,3	+ 3,2 dB(A)
3912	3908	4, 8	-41, 43, -47, 49	49,2	42,4	+6,9 dB(A)
4012	4008	4, 8	- 41, -47	46,7	41,4	+5,3 dB(A)



**Abbildung 8.13:** Vergleich der gemessenen Geräuschabstrahlung [3] der Motoren AH180 und PT180 bei Betrieb am 50 Hz-Netz im Rechtslauf (Blick aufs Wellenende an der A-Seite): a) Motor AH180 im Leerlaufbetrieb, b) Motor PT180 im Leerlaufbetrieb, c) Motor AH180 im Bemessungsbetrieb und d) Motor PT180 im Bemessungsbetrieb.

### 8.3.6. Zusammenfassung

Der Vergleich eines Kurzschlussläufer-Asynchronmotors PT180 ( $U_N = 467 \text{ V}$ ) mit einer mehrphasigen Wicklung in Stern-Polygon-Mischschaltung gemäß [137] mit einem Normmotor AH180 gleicher Baugröße ergibt durch Reduktion der lastabhängigen Zusatzverluste  $P_{\text{zus,Last}}$  um 47 % bei  $P_N = 15 \text{ kW}$  sowie die Reduktion der Ummagnetisierungsverluste  $P_{\text{Fe,IEC}} + P_{\text{zus,0}} (s = s_N)$  um ca. 11 % und zusätzlich durch die im Falle vergleichbarer Wickelkopfgestaltung mögliche Reduktion der Statorstromwärmeverluste  $P_{\text{Cu,s}}$  um ca. 10 % (7 % el. Messung, ca. 3,5% bei verringertem Widerstand durch einen entsprechenden Fertigungsprozess) einen um ca. 1 % erhöhten Wirkungsgrad  $\eta$ . Die Messung der Drehmomentverläufe  $M(s)$  im Schlupfbereich  $s = 0 \dots 2$  zeigt eine Reduktion der asynchronen und synchronen Oberwellenmomente  $M_{ev}$  bzw.  $M_{evv}$  beim Motor PT180 im Vergleich zum Motor AH180, da die Oberwellenamplituden des Luftspaltfeldes durch diese Sonderschaltung erheblich reduziert werden können. Die gemessenen axialen Schwingungen  $Y(z,t)$  am Lagerschild der B-Seite während des Reversierens sind beim Prototypen PT180 kleiner, was auf geringere elektromagnetische Kraftanregungen durch Reduktion der Feldoberwellen im Luftspaltfeld schließen lässt [114]. Die aufgrund der Verringerung einiger Feldoberwellenamplituden und der damit verbundenen Verringerung der radialen elektromagnetischen Kräfte im Luftspalt reduzierten Schwingungsanregungen lassen sich auch bei dem Vergleich der gemessenen Geräuschemissionen beider Motoren PT180 und AH180 feststellen. Durch den Einsatz der Auinger-Wicklung beim Motor PT180 kann gegenüber dem Motor AH80 bei gleicher Abgabeleistung  $P_N = 15 \text{ kW}$  eine erhebliche Reduktion der dominanten magnetisch erregten Töne erreicht werden.

---

## 9. Zusammenfassung

---

### 9.1. Wesentliche Ergebnisse

Die vorgestellte Arbeit liefert analytische Berechnungsmodelle zur Vorausberechnung der elektromagnetischen Betriebsparameter, des Luftspaltfeldes, der Drehmomente und Verluste, sowie ein Modell für eine Abschätzung der Geräuschemissionen und der Betriebstemperaturen für eine netzspannungsgepeiste KLASM in beliebigen Betriebspunkten. Damit wird ein Auslegungswerkzeug geschaffen, das es ermöglicht, schnell und zuverlässig KLASM normgerecht auszulegen.

Für die Vorausberechnung der elektromagnetischen Betriebsparameter mit Berücksichtigung der Eisen-sättigung und der Querströme in geschrägten Motoren wird das von *Weppler* [23, 34] vorgestellte Ersatzschaltbild verwendet. Der Einfluss des Fertigungsprozesses auf die  $B(H)$ -Kennlinie und die Verlustziffern der verwendeten Elektrobleche wird auf Basis der Arbeit von *Schoppa* [48] berücksichtigt. Dabei haben Vergleichsmessungen der  $U_0(I_0)$ -Kurven im Leerlaufbetrieb gezeigt, dass eine Berücksichtigung dieser Bearbeitungseinflüsse gerade bei Motoren kleiner Achshöhen notwendig ist.

Zur Vorausberechnung der während des Betriebs auftretenden Luftspaltfelder werden basierend auf den Ersatzschaltbildparametern gemäß *Weppler* die Arbeiten von *Taegen*, *Seinsch* und *Heller* [41, 54, 59, 60, 61, 62, 66] kombiniert. Die Umsetzung dieser Modelle in dem Programm *KLASY* wurde von Herrn *R. Hagen* [31] durchgeführt und das Programm für das hier vorgestellte Forschungsprojekt zur Verfügung gestellt. Die resultierenden Luftspaltfelder wurden für die Testmotoren AH80 und AH100 mit FEM-Berechnungen in unterschiedlichen Betriebspunkten überprüft, wobei die gute Qualität der von *R. Hagen* erstellten analytischen Berechnungsmodelle untermauert wurde.

Die Berechnung sämtlicher Feldoberwellen des Stators- und Rotors bildet die Grundlage zur Vorausberechnung der Drehmomentverläufe  $M(s)$  im Schlupfbereich  $s = 0 \dots 2$  mit Berücksichtigung der harmonischen asynchronen und synchronen Oberwellenmomente. Die vorgestellte Berechnung wurde anhand von Messergebnissen für die Motoren AH80 und AH100 mit geschrägtem Rotorkäfig überprüft, wobei sich gezeigt hat, dass die Querströme eine wesentliche Rolle spielen. Die Berücksichtigung der Querströme gemäß *Weppler* [35] erfordert die Kenntnis des Querwiderstandbelags  $r_q$ , der anhand von Messungen an speziell präparierten Testmotoren ermittelt wurde.

Zur Berechnung der Verlustbilanz von KLASM wurden Berechnungsmodelle zur Vorausberechnung der Zusatzverluste vorgestellt. Hier lag der Fokus besonders auf den Zusatzverlusten durch die Flusspulsationen in den Zähnen des Stators und Rotors. Für die analytische Vorausberechnung der Flusspulsationen werden die Modelle zur Berechnung der Spalt- und Nutstreulüsse von *Weppler* [34] und *Schetelig* [40] von *R. Hagen* kombiniert. Zur Ermittlung der daraus resultierenden Ummagnetisierungsverluste in den Zahnköpfen und -Schäften wurden diese Modelle mit den Arbeiten von *Taegen* [85] zur Berechnung der Oberflächenverluste und Flusspulsationsverluste verbunden. Ein Vergleich mit Messergebnissen und FEM-Berechnungen der Verläufe der Flusspulsationen sowie die messtechnische und numerische Überprüfung der Zusatzverluste hat die Qualität der erarbeiteten analytischen Berechnungsmodelle gezeigt.

Als Grundlage für eine analytische Vorausberechnung der während des Betriebs der KLASM erzeugten Schallleistungspegel dienen die Arbeiten von *Jordan* [71] und *Frohne* [106]. Vergleichsmessungen für die beiden Motoren AH80 und AH100 haben gezeigt, dass die in diesen Berechnungsmodellen verwendete Näherung des Stators als frei schwingenden Ring zu unzureichend genauen Vorausberechnungen der mechanischen Eigenfrequenzen führen. Über FEM-Berechnungen des Stators mit Berücksichtigung von mechanischen Randbedingungen konnten Verbesserungen dieser Vorausberechnungen erreicht werden, so dass letztlich eine zufriedenstellende qualitative Berechnung der Schallleistungspegel im Vergleich zu den Messergebnissen erreicht werden konnte, auch wenn quantitativ die berechneten und gemessenen Pegel differieren.

Für die Vorausberechnung der Temperaturen in der Wicklung, dem Statorblechpaket, dem Rotor und den Kugellagern wurde ein thermisches Mehrkörper-Ersatzschaltbild vorgestellt und über FEM-

Berechnungen und Vergleichsmessungen verifiziert. Im Vergleich zu den Messergebnissen konnte eine max. Abweichung von  $\pm 5\%$  der Vorausberechnungen erreicht werden.

Die Berechnungsmodelle wurden verwendet, um eine Motorbaureihe der Achshöhe 160 mm für den Betrieb am 50 Hz- und 60 Hz-Netz mit 12 Motoren und Bemessungsleistungen von  $P_N = 7,5 \text{ kW} \dots 15 \text{ kW}$  hinsichtlich der vorgestellten Vorgaben bezüglich des Anlaufverhaltens, der Geräuschabstrahlung, der allgemeinen elektrischen und geometrischen Maschinenparameter und vor allem der Wirkungsgradklassen zu entwerfen. Die besondere Schwierigkeit bestand darin, die Blechschnitte so auszulegen, dass mit den gleichen geometrischen Abmaßen alle Bemessungsleistungen mit den entsprechenden Wirkungsgradklassen nur durch Anpassung der Statorwicklung oder des Rotorkäfigmaterials erreicht werden. Dabei sind die geforderten normativen oder produktionsbedingten Vorgaben nicht zu missachten. Die in dieser Arbeit vorgestellten Messergebnisse für drei Motorvarianten der Motorbaureihe, die als besonders kritisch hinsichtlich der Erfüllung aller Vorgaben angesehen werden, zeigen die gute Qualität der verwendeten Berechnungsmodelle. Dennoch ist es im Rahmen dieser Arbeit mit den vorgegebenen Randbedingungen nicht gelungen, alle Vorgaben bezüglich der Einstufung in die geforderten Wirkungsgradklassen zu erfüllen. Die Messergebnisse der Prototypen im 60 Hz-Betrieb zeigen zudem, dass bei dem gewählten Nutzahlverhältnis  $Q_s/Q_r = 36/32$  bei  $2p = 4$  die zulässigen maximalen Geräuschpegel leicht überschritten werden. Diese Motoren sind somit lauter als jene mit  $Q_s/Q_r = 36/28$  bei  $2p = 4$ .

Zur Steigerung des Wirkungsgrads von KLASM durch die Reduktion der oberwellenbedingten Zusatzverluste wurde der Einsatz einer mehrphasigen Wicklung in Stern-Polygon-Mischschaltung gemäß *Auinger* [137] (*Auinger*-Wicklung) untersucht. Der Vergleich der Betriebseigenschaften eines Prototyp-Motors PT180, der mit einer *Auinger*-Wicklung versehen wurde, mit einem baugleichen Standard-KLASM AH180 zeigt bei Betrieb mit der Bemessungsleistung  $P_N = 15 \text{ kW}$  eine deutliche Steigerung des Wirkungsgrades  $\eta$  um etwa 1 % und eine erhebliche Reduktion oberwellenbedingter parasitärer Effekte wie harmonische Oberwellenmomente und Geräuschemissionen.

## 9.2. Neue Erkenntnisse

Die KLASM blickt seit der Erfindung durch *M. v. Dolivo-Dobrowolsky* im Jahre 1889 auf eine über 120-jährige Geschichte zurück, in der in einer Vielzahl von Untersuchungen zahlreiche Erkenntnisse bezüglich der Berechnungen dieses Maschinentyps gefunden wurden. Diese Arbeit greift einige dieser Ideen auf, kombiniert sie miteinander und gleicht die Berechnungsergebnisse über geeignete FEM-Berechnungen und Messungen ab. Diese Arbeit war nur möglich, weil in einem begleitenden Forschungsprojekt durch *R. Hagen* [31] die analytischen Modelle im Berechnungsprogramm *KLASYS* entsprechend realisiert wurden und durch den industriellen Partner eine wesentliche Unterstützung durch den Bau der Prototypmotoren und durch die Durchführung der Geräuschmessungen stattfand. Damit wird durch das Studium dieser Arbeit ein tiefgehendes Verständnis über die Funktionsweise der KLASM erreicht, das für einen Entwurf von KLASM-Wirkungsgradmotoren für IE3 und vielleicht auch IE4 unabdingbar ist und aufgrund der komplexen, physikalischen Vorgänge innerhalb der Maschine auch zukünftig Gegenstand weitergehender Forschungen sein wird.

Die Erkenntnisse dieser Arbeit haben dazu beigetragen, die Berechnungssoftware *KLASYS* weiter zu verbessern. Auch im Zeitalter steigender Rechenleistung soll ein analytischer Erstentwurf einer KLASM nicht durch FEM-Berechnungen ersetzt werden, weil er wesentlich rascher möglich ist und auch 3D-Effekte gut nachbilden kann. Tiefgehende FEM-Untersuchungen, die eine vergleichbare Vielzahl von Ergebnissen ähnlicher Qualität wie das Programm *KLASYS* liefern, nehmen deutlich mehr Zeit in Anspruch, um für den Entwurfsprozess von KLASM mit Variantenrechnung attraktiv zu sein. Gerade die Anfang des 21. Jahrhunderts eingeleiteten Bestrebungen zur Reduktion des weltweiten Energieverbrauchs durch die schrittweise Einführung von energieoptimierten Antrieben verstärken den Bedarf an zuverlässigen und schnellen Auslegungswerkzeugen, wozu die in dieser Arbeit gewonnenen Erkenntnisse einen Beitrag liefern sollen.

## 10. Anhang A: Maschinendaten

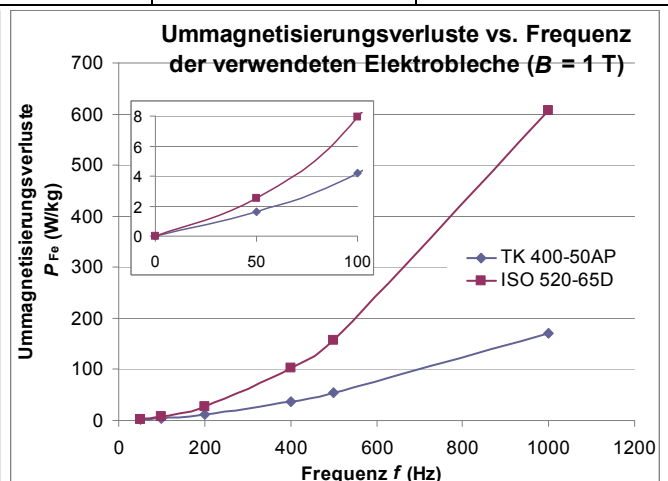
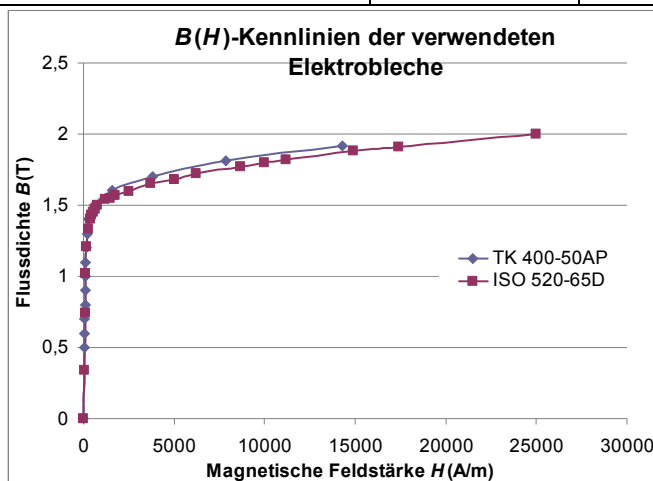
### Allgemeine Kenndaten der Testmotoren AH80, AH100 und AH160

Elektrische Größen (Typenmessung des Herstellers)	AH80	AH100	AH160
Bemessungsspannung $U_N$ (V)	400 Y	400 Y	400 Y
Leistungsfaktor $\cos\varphi_N$	0,783	0,803	0,797
Bemessungsfrequenz $f_N$ (Hz)	50	50	50
Bemessungsstrom $I_N$ (A)	1,84	4,48	18,28
Bemessungsdrehzahl $n_N$ ( $\text{min}^{-1}$ )	1437	1425	1470
Bemessungsmoment $M_N$ (Nm)	4,98	14,74	59,79
Bemessungsleistung $P_N$ (kW)	0,75	2,2	9,2
Wirkungsgrad $\eta_N$	81,2	85,2	90,5
Wirkungsgradklasse	IE2	IE2	IE2
Polzahl $2p$	4	4	4
Wärmeklasse	F	F	F

Geometrische Größen	AH80	AH100	AH160
Achshöhe (mm)	80	100	160
Eisenlänge $l_{\text{Fe}}$ (mm)	90	125	210
Statornutenzahl $Q_s$	36	36	36
Rotornutenzahl $Q_r$	28	28	28
Schrägung des Rotors $b_{\text{sk}}$ (mm)	$\tau_{\text{Qr}}$	$\tau_{\text{Qr}}$	$\tau_{\text{Qr}}$
Wicklungstyp	Einschicht	Einschicht	Einschicht
Blechtyp	ISO 520-65D	ISO 520-65D	TK 400-50AP
Rotorkäfigmaterial	Aluminium	Aluminium	Aluminium

**Tabelle 10.11:** Materialeigenschaften des nicht-schlussgeglühten Elektroblechs ISO 520-65D im Vergleich mit dem schlussgeglühten Elektroblech TK 400-50AP.

Blechtyp	Verlustfaktoren ( $B = 1$ T)		Mitt. Korndurchmesser $d_k$ ( $\mu\text{m}$ )	Elek. Leitfähigkeit $\sigma$ (MS/m)
	Wirbelstrom- $p_{\text{Fe}}$ (W/kg)	Hysteresen- $p_{\text{Hy}}$ (W/kg)		
TK 400-50AP (schlussgeglüht)	0,56	1,01	67	3,15
ISO 520-65D (nicht-schlussgeglüht)	1,08	1,44	150	4,76





## 11. Anhang B: Herleitung der *Maxwell*'schen Zugspannung an der Grenzfläche zwischen Luftspalt und dem Stator

### Elektromagnetische Flächenkraft auf einen Körper in einem dominant magnetischen Feldsystem

In diesem Abschnitt soll aufgezeigt werden, unter welchen Randbedingungen und Vereinfachungen die weit verbreitete Formel (5.8) zur Berechnung der senkrecht auf eine Grenzfläche lokal wirkenden magnetischen Kraftdichte verwendet werden kann.

Gemäß [145] zeigen sich die Wechselwirkungen, die zum Austausch von Energie oder Impuls führen in Leistungen und Kräften. Dementsprechend können die auf einen Körper wirkenden Kräfte aus der Energie- bzw. der Impulsbilanz ermittelt werden.

Die Änderung der elektromagnetischen Energie  $W$  in einem Volumen kann gemäß [145, 146, 147] mit dem *Poynting*'schen Satz beschrieben werden:

$$\frac{dW(V)}{dt} = - \int_{\partial V} \vec{S} d\vec{A} - \int_V \vec{E} \cdot \vec{J} dV - \int_V \left( \vec{E} \cdot \frac{d\vec{D}}{dt} + \vec{H} \cdot \frac{d\vec{B}}{dt} \right) dV. \quad (11.1)$$

Dabei steht  $\vec{S}$  für den *Poynting*-Vektor, für den gemäß [145, 146, 147] gilt:

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H}. \quad (11.2)$$

Das erste Integral  $\int_{\partial V} \vec{S} d\vec{A}$  beschreibt die in bzw. aus einem Volumen ein- bzw. ausgestrahlte elektromagnetische Energie. Die übrigen Terme geben die Umwandlung der Feldenergie in andere Energieformen an (vgl. [146]).

Betrachtet man nun einen Körper  $V$  beliebiger Beschaffenheit in einem materiefreien Raumbereich  $V_1$  (Hüllfläche  $\partial V_1$ ) endlicher Ausdehnung, der von einer geschlossenen Fläche  $\partial V$  eingehüllt ist (Abbildung 11.1a), so ist die von außen zugeführte Leistung rein elektromagnetischen Ursprungs und (11.1) kann wie folgt vereinfacht werden:

$$\frac{dW(V)}{dt} + Q^{\text{ne}}(\partial V) = - \int_{\partial V} \vec{S} d\vec{A} = - \int_{\partial V} (\vec{E} \times \vec{H}) \cdot d\vec{A} = - \int_{\partial V} (\vec{E} \times \vec{H}) \cdot \vec{n} dA. \quad (11.3)$$

Dabei steht der Vektor  $\vec{n}$  senkrecht auf der Hüllfläche  $\partial V$  des Körpers und hat den Betrag  $|\vec{n}| = 1$ .  $Q^{\text{ne}}(\partial V)$  steht für die Summe aller Energieflüsse nicht elektromagnetischen Ursprungs wie z.B. Wärmeströme durch Wärmestrahlung oder mechanische Energieflüsse durch Kontaktkräfte oder Verformungen. Da diese zusätzlichen Energieströme im Falle der hier betrachteten Situation des Stators lediglich eine untergeordnete Rolle spielen, werden sie hier nicht weiter betrachtet.

Wie die Energie ist gemäß [145] auch der Impuls  $\vec{p}$  eines Gesamtsystems eine Erhaltungsgröße. Da der elektromagnetische Beitrag zum Gesamtimpuls in magnetisch dominanten Feldsystemen verschwindend klein ist, kann dieser vernachlässigt werden und nur der mechanische Impuls auf den bewegten Körper ist von Bedeutung. Da im materiefreien Raum wie oben erwähnt nur ein elektromagnetischer Impulsfluss auf den Körper wirken kann, ergibt sich [145]:

$$\vec{F}(V) = \frac{d\vec{P}(V)}{dt} = \frac{d}{dt} \int_V \rho \cdot \vec{v} dV = - \int_{\partial V_1} \vec{n} \cdot \vec{\tilde{p}}_m d\vec{A}. \quad (11.4)$$

Dabei steht  $\vec{\tilde{p}}_m$  für den magnetischen *Maxwell*'schen Spannungstensor, der physikalisch eine Impulsflussdichte darstellt. In einem dominant magnetischen Feldsystem, wie es im Falle von elektrischen Maschinen vorzufinden ist, gilt [145]:

$$\vec{\tilde{p}}_m = \frac{1}{2\mu_0} B^2 \delta - \frac{1}{\mu_0} \vec{B} \otimes \vec{B} \quad \text{mit } \delta \text{ als Einstensor} \quad (11.5)$$

Mit (11.4) und den in [145] angegebenen Rechenregeln für das Tensorprodukt  $\otimes$  ergibt sich:

$$\vec{n} \cdot \vec{p}_m = \frac{1}{\mu_0} \left( \frac{1}{2} B^2 \vec{n} \cdot \delta - (\vec{n} \cdot \vec{B}) \vec{B} \right) \quad (11.6)$$

Für die an der Oberfläche angreifende Kraft gilt:

$$\vec{F}(V) = - \int_{\partial V_1} \vec{n} \cdot \vec{p}_m d\vec{A} = - \int_{\partial V_1} \frac{1}{\mu_0} \left( \frac{1}{2} B^2 \vec{n} - \vec{n} \cdot \vec{B} \vec{B} \right) d\vec{A} = \int_{\partial V_1} \vec{\sigma} d\vec{A}. \quad (11.7)$$

Die magnetische Oberflächenkraftdichte  $\vec{\sigma}$  ist also [145, 146]:

$$\vec{\sigma} = - \frac{1}{\mu_0} \left( (\vec{n} \cdot \vec{B}) \vec{B} - \frac{1}{2} (\vec{B} \vec{B}) \vec{n} \right). \quad (11.8)$$

Im Luftspalt einer KLASM verläuft das Luftspaltfeld  $B_\delta(x,t)$  im Bemessungsbetrieb wegen  $B_r \gg B_t = \mu_0 A$  annähernd radial durch den schmalen Luftspalt und tritt somit senkrecht durch die Zähne in den Stator ein. Die Feldlinien  $\vec{B}$  verlaufen somit parallel oder antiparallel durch die Statoroberfläche an den Zahnköpfen, weswegen in (11.8)  $\vec{B} = \pm \vec{n} B$  gilt und die magnetische Oberflächenkraftdichte  $\vec{\sigma}$  die bekannte Formel für die *Maxwell*'sche Zugkraft ergibt (für 2-dimensionale Felder  $\vec{B} = (B_r, B_t) \cong (B_r, 0)$ ):

$$\vec{\sigma} = - \frac{1}{\mu_0} \left( (\vec{n} \cdot \vec{B}) \vec{B} - \frac{1}{2} B^2 \vec{n} \right) = - \left( \frac{B_r^2 - B_t^2}{2\mu_0}, \frac{B_r B_t}{\mu_0} \right) = - \left( \frac{2B_r^2}{2\mu_0}, 0 \right). \quad (11.9)$$

Bei der Berechnung der magnetischen Oberflächenkraftdichte  $\sigma$  gemäß (11.9) sind folgende Punkte zu beachten:

- Bei der Herleitung wurde ein ideal materiefreier Raum, in dem sich der betrachtete Körper befindet, vorausgesetzt. Damit wurden alle Kräfte nicht-elektromagnetischen Ursprungs wie z.B. die Schwerkraft ausgeblendet. Auch die durch die auf den Körper wirkenden Kräfte verursachten Verformungen wurden vernachlässigt (siehe dazu [148, 149]).
- Es wird in (11.9) angenommen, dass keine Kräfte auf Oberflächenladungen auftreten. Diese Kräfte müssen gegebenenfalls addiert werden.
- Die *Maxwell*-Spannungsvektoren sind nur für den Fall, dass die Körperoberfläche eine ideale Senke für die Impulsflussdichte darstellt, als lokal wirksame Flächenkräfte aufzufassen [145]. Das gilt nur für den Fall ideal magnetisierbarer Körper, bei denen die Feldstärke  $H$  wegen  $\mu = \infty$  im Körper selbst Null ist. Daher ist die dort gespeicherte magnetische Energie auch Null und konzentriert sich zur Gänze in einer Grenzschicht an der Körperoberfläche. In allen anderen Fällen hat nur das Integral  $-\int_{\partial V_1} \vec{n} \cdot \vec{p}_m d\vec{A} = \int_{\partial V_1} \vec{\sigma} d\vec{A}$  über eine geschlossene Oberfläche als resultierende Kraft  $\vec{F}(V)$  eine physikalische Bedeutung.

In [150] wird eine Methode angegeben, mit der die Oberflächenkraftdichte  $\vec{\sigma}$  für den Fall eines nicht ideal magnetisierbaren, isotropen und nicht polarisierbaren Stoffes mit konstantem  $\mu$  berechnet werden kann. Dazu wird ein eng anliegendes, die Grenzfläche zwischen zwei isotropen Materialien mit den Permeabilitäten  $\mu_1$  und  $\mu_2$  vollkommen einhüllendes und unendlich dünnes Volumen  $V_{\text{Grenz}}$  eingeführt und die Oberflächenkraftdichten auf die Oberflächen  $A_1$  und  $A_2$  berechnet (Abbildung 5.1b). Die Richtungsvektoren der Flächen  $\vec{n}_1$  bzw.  $\vec{n}_2$  werden dabei so gewählt, dass sie als Normalen von der Oberfläche weg zeigen. Die Richtung des resultierenden Kraftvektors  $\vec{n}$  wird so gewählt, dass sie vom Stoff niedrigerer Permeabilität  $\mu_1$  zum Stoff höherer Permeabilität  $\mu_2$  gerichtet ist und normal zur Grenzflä-

che  $\vec{A} = A_2 \vec{n}_2 = -A_1 \vec{n}_1 = A \cdot \vec{n}$  verläuft. Über die Beziehung  $\vec{B} = \mu \cdot \vec{H}$  kann (11.8) wie folgt beschrieben werden:

$$\vec{\sigma} = - \left[ (\vec{n} \cdot \vec{B}) \vec{H} - \frac{1}{2} \cdot (\vec{B} \vec{H}) \vec{n} \right]. \quad (11.10)$$

Da beide Raumbereiche 1 und 2 als isotrop angenommen werden, zeigen die Vektoren  $\vec{B}$  und  $\vec{H}$  in dieselbe Richtung. Der erste Subtrahend in (11.10) ergibt einen Anteil der Spannung  $\vec{\sigma}$  in Richtung der Feldstärke  $\vec{H}$  und der zweite Subtrahend ergibt einen senkrecht dazu liegenden Anteil. Der Anteil in Richtung  $\sigma \cdot \vec{e}_{H\parallel}$  bzw. senkrecht  $\sigma \cdot \vec{e}_{H\perp}$  zu der Feldstärke  $\vec{H}$  ist:

$$\sigma \cdot \vec{e}_{H\parallel} = \frac{|\vec{H}| \cdot |\vec{B}|}{2} \cdot \cos \alpha \quad \text{bzw.} \quad \sigma \cdot \vec{e}_{H\perp} = \frac{|\vec{H}| \cdot |\vec{B}|}{2} \cdot \sin \alpha. \quad (11.11)$$

Dabei wird  $\alpha$  als Winkel zwischen dem Normalenvektor  $\vec{n}$  und der Feldstärke  $\vec{H}$  definiert (Abbildung 11.1b). Die Richtung der Feldstärke  $\vec{H}$  ist um diesen Winkel  $\alpha$  gegenüber der mechanischen Spannung  $\vec{\sigma}$  verdreht. Daher ist der mechanische Spannungsvektor  $\vec{\sigma}$  um  $2\alpha$  gegen die Flächennormale  $\vec{n}$  geneigt.

Die Beträge der mechanischen Spannung an den Flächen  $A_1$  und  $A_2$  des Kontrollvolumens sind:

$$\sigma_1 = \frac{\vec{H}_1 \cdot \vec{B}_1}{2} = \frac{|\vec{H}_1| \cdot |\vec{B}_1| \cdot \cos 0^\circ}{2} = \frac{|\vec{H}_1| \cdot |\vec{B}_1|}{2} \quad \text{bzw.} \quad \sigma_2 = \frac{|\vec{H}_2| \cdot |\vec{B}_2|}{2}. \quad (11.12)$$

Für die tangentialen und normalen Komponenten dieser mechanischen Spannungen gilt:

$$\begin{aligned} \sigma_{1t} &= \frac{\vec{H}_1 \cdot \vec{B}_1}{2} \sin 2\alpha_1 = \frac{|\vec{H}_1| \cdot |\vec{B}_1|}{2} 2 \sin \alpha_1 \cos \alpha_1 = H_{1t} B_{1n} \\ \sigma_{2t} &= \frac{\vec{H}_2 \cdot \vec{B}_2}{2} \sin 2\alpha_2 = \frac{|\vec{H}_2| \cdot |\vec{B}_2|}{2} 2 \sin \alpha_2 \cos \alpha_2 = H_{2t} B_{2n} \end{aligned} \quad (11.13)$$

$$\sigma_{1n} = \frac{\vec{H}_1 \cdot \vec{B}_1}{2} \cos 2\alpha_1 = \frac{\vec{H}_1 \cdot \vec{B}_1}{2} (\cos^2 \alpha_1 - \sin^2 \alpha_1) = \frac{1}{2} (H_{1n} B_{1n} - H_{1t} B_{1t})$$

$$\sigma_{2n} = \frac{\vec{H}_2 \cdot \vec{B}_2}{2} \cos 2\alpha_2 = \frac{\vec{H}_2 \cdot \vec{B}_2}{2} (\cos^2 \alpha_2 - \sin^2 \alpha_2) = \frac{1}{2} (H_{2n} B_{2n} - H_{2t} B_{2t})$$

Da der Winkel  $\alpha_1$  hier stets größer als  $90^\circ$  sein muss, wird  $H_{1t} B_{1n}$  negativ. Da zusätzlich an Grenzflächen gilt [146, 150]:

$$B_{n1} = B_{n2}; \quad H_{t1} = H_{t2} \quad \text{und} \quad \frac{B_{t1}}{B_{t2}} = \frac{\mu_1}{\mu_2}; \quad \frac{H_{n1}}{H_{n2}} = \frac{\mu_2}{\mu_1}, \quad (11.14)$$

können die Gleichungen (11.13) wie folgt umgeschrieben werden:

$$\begin{aligned} \sigma_{1t} &= -\sigma_{2t} \\ \sigma_{1n} &= \frac{1}{2} (\mu_1 H_{1n}^2 - \mu_1 H_{1t}^2) \quad \text{und} \quad \sigma_{2n} = \frac{1}{2} \left( \frac{\mu_1}{\mu_2} H_{1n} B_{1n} - \frac{\mu_2}{\mu_1} H_{1t} B_{1t} \right) = \frac{1}{2} \left( \frac{\mu_1^2}{\mu_2} H_{1n}^2 - \mu_2 H_{1t}^2 \right) \end{aligned} \quad (11.15)$$

Damit heben sich die tangentialen Kraftkomponenten auf und die resultierende normal zur Grenzfläche in Richtung  $\vec{n}$  gerichtete mechanische Spannung  $\vec{\sigma}$  hat den folgenden Betrag:

$$\begin{aligned}\vec{\sigma} &= \sigma_1 \vec{n}_1 + \sigma_2 \vec{n}_2 = -\sigma_1 \vec{n} + \sigma_2 \vec{n} = -(\sigma_{1n} - \sigma_{2n}) \vec{n} \\ \Rightarrow -(\sigma_{1n} - \sigma_{2n}) &= -\frac{\mu_2 - \mu_1}{2} \left( H_{1t}^2 + \frac{\mu_1}{\mu_2} H_{1n}^2 \right)\end{aligned}\quad (11.16)$$

Die lokale mechanische Spannung ist an der Oberfläche konzentriert und hängt dort also von der Differenz der Permeabilitäten ab und ist zudem von der radialen und normalen Feldkomponente abhängig.

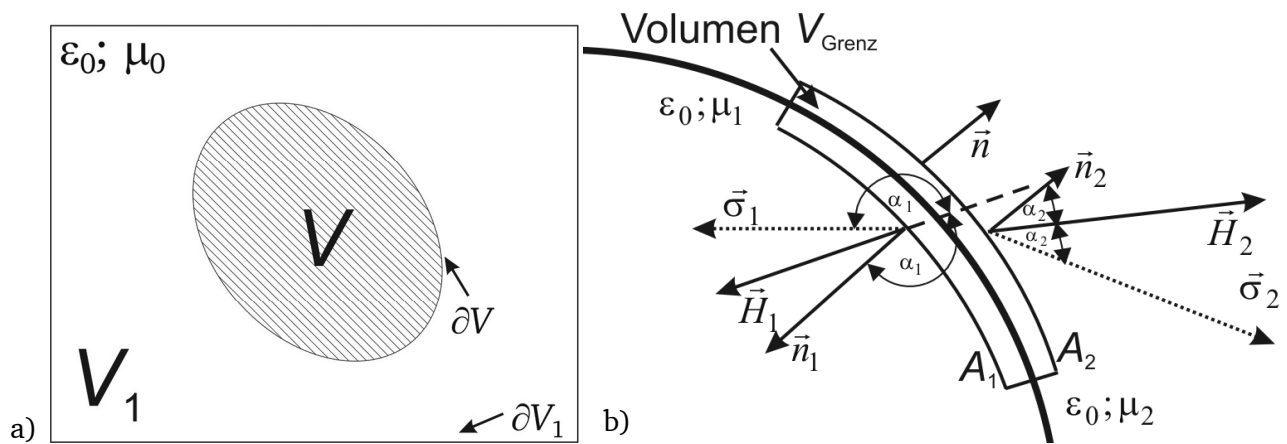
Im Fall von elektrischen Maschinen gilt für den Luftspaltbereich  $\mu_1 = \mu_0$  und  $\mu_2 = \mu_0 \cdot \mu_r = \mu_{Fe}$ . Mit (11.16) ergibt sich (vgl. [150]):

$$\begin{aligned}\vec{\sigma} &= -\frac{\mu_{Fe} - \mu_0}{2} \left( \frac{B_{Luft,t}^2}{\mu_0^2} + \frac{\mu_0}{\mu_{Fe}} \frac{B_{Luft,n}^2}{\mu_0^2} \right) \cdot \vec{n} = -\frac{\mu_{Fe} - \mu_0}{2\mu_{Fe}\mu_0} (B_{Luft,n}^2 + \mu_r B_{Luft,t}^2) \cdot \vec{n} \\ &= -\frac{\mu_r - 1}{2\mu_{Fe}} (B_{Luft,n}^2 + \mu_r B_{Luft,t}^2) \cdot \vec{n}\end{aligned}\quad (11.17)$$

Wird wie bei der Herleitung der Oberflächenspannung einer Grenzfläche aus der Impulsflussdichte in (11.9) das Eisen als unendlich permeabel angenommen, gilt  $\mu_r = \infty$  und damit auch  $\mu_{Fe} = \infty$ . Nur in diesem Fall stellt ja die Grenzschicht wie oben bereits erwähnt, eine ideale Senke für die elektromagnetische Impulsflussdichte dar. Weiterhin ist dann die Feldstärke im Eisen  $H_2 = H_{2t} = H_{Fe,t} = 0$ , weswegen gemäß (11.14) auch die tangentielle Feldkomponente in der Luft  $H_{1t} = H_{Luft,t} = B_{1t}/\mu_1 = B_{Luft,t}/\mu_0 = 0$  sein muss, wenn kein Strombelag  $A$  in der Grenzschicht auftritt. Somit stehen die Feldlinien senkrecht auf der Grenzschicht. Aus (11.17) ergibt sich für diesen Fall die Formel für die *Maxwell*'sche Zugkraft (vgl. (11.9)):

$$\begin{aligned}\vec{\sigma} &= -\frac{\mu_r - 1}{2\mu_{Fe}} (B_{Luft,t}^2 + \mu_r B_{Luft,t}^2) \cdot \vec{n} = -\left( \frac{1}{2\mu_0} - \frac{1}{2\mu_r\mu_0} \right) (B_{Luft,n}^2 + \mu_r B_{Luft,t}^2) \cdot \vec{n} \\ \Rightarrow \lim_{\mu_r \rightarrow \infty} & -\left( \frac{1}{2\mu_0} - \frac{1}{2\mu_r\mu_0} \right) (B_{Luft,n}^2 + \mu_r B_{Luft,t}^2) \cdot \vec{n} = -\left( \frac{1}{2\mu_0} - 0 \right) (B_{Luft,n}^2 + 0) \cdot \vec{n} = -\frac{B_{Luft,n}^2}{2\mu_0} \vec{n}\end{aligned}\quad (11.18)$$

Die zur Vorausberechnung der Geräusche in Kapitel 5 verwendete Formel (11.9) zur Berechnung der auf den Stator wirkenden radialen, magnetischen Zugkräfte gilt also streng genommen nur für den Fall des ideal magnetisierbaren, isotropen Eisens. Auch nur für diesen Fall sind bei Vernachlässigung eines Strombelags die tangentialen Feldkomponenten bei der Berechnung vernachlässigbar. Für den Leerlauf- und Bemessungsbetrieb einer KLASM ist es daher in erster Näherung zulässig (wie in dieser Arbeit geschehen), die einfache Formel (11.9) zu verwenden, da hier im Luftspalt vorwiegend radiale Feldkomponenten vorherrschen, und die Zahnköpfe i. A. noch nicht allzu stark gesättigt sind. Für steigende Schlupfwerte  $s$  sättigen die Zahnköpfe und die Permeabilität des Eisens sinkt aufgrund des Luftspaltstreulusses  $\Phi_z$  stark (vgl. Abschnitt 4.1.5). Zusätzlich steigt der Einfluss der tangentialen Feldkomponenten, weswegen die einfache Formel (11.9) zunehmend an Gültigkeit verliert und streng genommen die Formel (11.17) oder aufwändigere Formeln verwendet werden müssen.



**Abbildung 11.1:** a) Zur Herleitung der elektromagnetisch verursachten Kraft auf einen Körper (vgl. [145]). b) Zur Berechnung der lokalen magnetischen Kraft/Fläche am Übergang zweier beliebiger homogener, isotroper Materialien mit den konstanten Permeabilitäten  $\mu_1$  und  $\mu_2$ .



---

**12. Anhang C: Herleitung der Schwebung in den Verläufen der radialen Auslenkung  $Y_r(t)$** 


---

Obwohl für die Berechnung der Gehäuseschwingungen eine lineare partielle Differentialgleichung zu lösen ist, kann das Phänomen der Schwebung auf Grund der noch nicht abgeklungenen Schwingung des Einschwingvorgangs auch an einem Feder-Masse-Element (Masse  $m$ , Federkonstante  $c$ , Federweg  $x$ ) prinzipiell erläutert werden. Die anregende Kraftwelle wird dann durch eine konzentrierte Wechselkraft mit der Amplitude  $\hat{F}$  und Kreisfrequenz  $\omega$  ersetzt.

Differentialgleichung:

$$m \cdot \ddot{x} + cx = \hat{F} \sin \omega t$$

Anfangsbedingungen:

$$x(0)=0 \quad \text{und} \quad \dot{x}(0)=0 \quad \text{bei } t=0$$

Lösungsansatz:

$$x = x_p + x_h$$

Homogene Lösung  $x_h = A \cdot \sin \omega_0 t + B \cdot \cos \omega_0 t$ :

Eingesetzt in die homogene Differentialgleichung  $m \cdot \ddot{x} + cx = 0$  ergibt das:

$$-\omega_0^2 \cdot m \cdot A \cdot \sin \omega_0 t - \omega_0^2 \cdot m \cdot B \cdot \cos \omega_0 t + c \cdot A \sin \omega_0 t + c \cdot B \cdot \cos \omega_0 t = 0$$

Diese Gleichung ist nur erfüllt, wenn gilt:

$$A \cdot \sin \omega_0 t (-\omega_0^2 \cdot m + c) = 0 \quad \text{und} \quad B \cdot \cos \omega_0 t (-\omega_0^2 \cdot m + c) = 0 \Rightarrow \omega_0 = \pm \sqrt{\frac{c}{m}}$$

mit  $\omega_0$  als Eigenkreisfrequenz des Systems.

Partikuläre Lösung  $x_p = C \cdot \sin \omega t + D \cdot \cos \omega t$ :

Eingesetzt in die partikuläre Differentialgleichung  $m \cdot \ddot{x} + cx = \hat{F} \sin \omega t$  ergibt das:

$$C \cdot \sin \omega t + D \cdot \cos \omega t - \omega_m^2 m \cdot x_p + c \cdot x_p = \hat{F} \cdot \sin \omega t$$

Berechnung der Konstanten  $C$  und  $D$ :

$$-C \cdot \omega_m^2 \cdot \sin \omega t - D \cdot \omega_m^2 \cdot \cos \omega t + c \cdot C \cdot \sin \omega t + c \cdot D \cdot \cos \omega t = \hat{F} \cdot \sin \omega t$$

Diese Gleichung ist nur erfüllt, wenn gilt:

$$\begin{aligned} \sin \omega t (-C \cdot \omega_m^2 + c \cdot C - \hat{F}) &= 0 \\ \cos \omega t (-D \cdot \omega_m^2 + c \cdot D) &= 0 \end{aligned}$$

$$\text{Daraus folgt für } \omega \neq \omega_0 : D = 0, \quad C = \frac{\hat{F}}{c - m \cdot \omega^2}$$

Erfüllung der Anfangsbedingung zur Bestimmung von  $A$  und  $B$ :

$$x(0) = 0 = x_h(0) + x_p(0) = A \cdot \sin 0 + B \cdot \cos 0 + C \cdot \sin 0 + D \cdot \cos 0 = 0 \Rightarrow B = 0$$

$$\dot{x}(0) = 0 = \dot{x}_h(0) + \dot{x}_p(0) = \omega_0 \cdot A \cdot \cos 0 + C \cdot \omega \cdot \cos 0 = 0 \Rightarrow A = -\frac{C \cdot \omega}{\omega_0}$$

Als Lösung ergibt sich schließlich:

$$x(t) = \frac{\hat{F}}{c - m \cdot \omega^2} \cdot \left( -\frac{\omega}{\omega_0} \sin \omega_0 t + \sin \omega t \right) = \frac{\hat{F}}{m} \cdot \frac{1}{\omega_0^2 - \omega^2} \cdot \left( -\frac{\omega}{\omega_0} \sin \omega_0 t + \sin \omega t \right)$$

Mit folgender Umformung:

$$a \cdot \sin \alpha + b \cdot \sin \beta = \frac{c+d}{2} \cdot \sin \alpha + \frac{c-d}{2} \cdot \sin \beta = \frac{c}{2} (\sin \alpha + \sin \beta) + \frac{d}{2} (\sin \alpha - \sin \beta)$$

$$\text{ergibt sich mit } \alpha = \frac{x+y}{2} \text{ und } \beta = \frac{x-y}{2}$$

$$\begin{aligned} & \frac{c}{2} \left( \sin \frac{x+y}{2} + \sin \frac{x-y}{2} \right) + \frac{d}{2} \left( \sin \frac{x+y}{2} - \sin \frac{x-y}{2} \right) \\ &= \frac{c}{2} \left( \sin \frac{x}{2} \cdot \cos \frac{y}{2} + \sin \frac{y}{2} \cdot \cos \frac{x}{2} \right) + \frac{d}{2} \left( \cos \frac{x}{2} \cdot \sin \frac{y}{2} - \cos \frac{y}{2} \cdot \sin \frac{x}{2} \right) \\ &= 2 \frac{c}{2} \cdot \sin \frac{x}{2} \cdot \cos \frac{y}{2} + 2 \frac{d}{2} \cdot \sin \frac{y}{2} \cdot \cos \frac{x}{2} = c \cdot \sin \frac{x}{2} \cdot \cos \frac{y}{2} + d \cdot \sin \frac{y}{2} \cdot \cos \frac{x}{2} \end{aligned}$$

Dabei gilt:

$$\alpha + \beta = x; \quad \alpha - \beta = y$$

$$a+b=c \text{ und } a-b=d$$

Anwenden auf obige Gleichung ergibt:

$$x = C \cdot \sin \omega t + A \sin \omega_0 t$$

$$x = (C+A) \cdot \sin \left( \frac{\omega + \omega_0}{2} t \right) \cdot \cos \left( \frac{\omega - \omega_0}{2} t \right) + (C-A) \cdot \cos \left( \frac{\omega + \omega_0}{2} t \right) \cdot \sin \left( \frac{\omega - \omega_0}{2} t \right)$$

Dabei ist:

$$C+A = \frac{\hat{F}}{m} \cdot \frac{1}{\omega_0^2 - \omega^2} \cdot \left( 1 - \frac{\omega}{\omega_0} \right) = \frac{\hat{F}}{m} \cdot \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{1}{\omega_0 + \omega}$$

$$C-A = \frac{\hat{F}}{m} \cdot \frac{1}{\omega_0^2 - \omega^2} \cdot \left( 1 + \frac{\omega}{\omega_0} \right) = \frac{\hat{F}}{m} \cdot \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{1}{\omega_0 - \omega}$$

Eingesetzt ergibt sich demnach:

$$x(t) = \frac{\hat{F}}{m \cdot \omega_0} \cdot \left( \frac{\sin \left( \frac{\omega + \omega_0}{2} t \right) \cdot \cos \left( \frac{\omega - \omega_0}{2} t \right)}{\omega_0 + \omega} + \frac{\cos \left( \frac{\omega + \omega_0}{2} t \right) \cdot \sin \left( \frac{\omega - \omega_0}{2} t \right)}{\omega_0 - \omega} \right)$$

Bei einer geringen Differenz  $\Delta\omega = \omega_0 - \omega$  ergibt sich wegen  $\omega_0 + \omega \cong 2\omega$  der Ausdruck

$$x(t) \cong \frac{\hat{F}}{m \cdot \omega_0} \cdot \left( \frac{\sin(\omega t) \cdot \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right)}{2\omega} + \frac{\cos(\omega t) \cdot \sin\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right)}{\Delta\omega} \right)$$

und wegen  $\omega \gg \Delta\omega$ :

$$x(t) \cong \frac{\hat{F}}{m \cdot \omega_0} \cdot \left( \frac{\cos(\omega t) \cdot \sin\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right)}{\Delta\omega} \right)$$

Dies ist eine Schwebung der mit  $\omega$  angeregten Schwingung  $x(t)$  mit  $\Delta\omega$ . Für  $\Delta\omega \rightarrow 0$  ergibt sich mit  $\sin\Delta\omega t \sim \Delta\omega t$  daraus der Resonanzfall

$$x(t) \cong \frac{\hat{F}}{m \cdot \omega_0} \cdot \cos(\omega t) \cdot \frac{t}{2},$$

wo die Schwingungsamplitude linear mit der Zeit  $t$  wegen der fehlenden Dämpfung zeitlich unbegrenzt zunimmt.

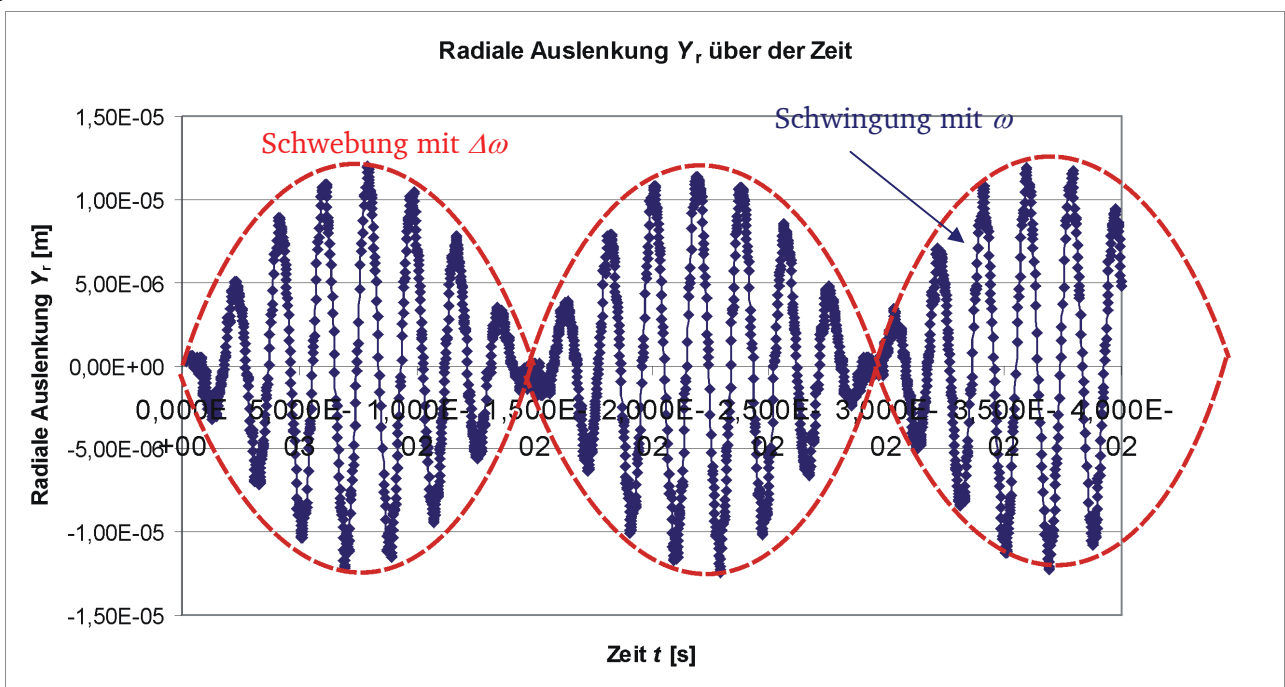
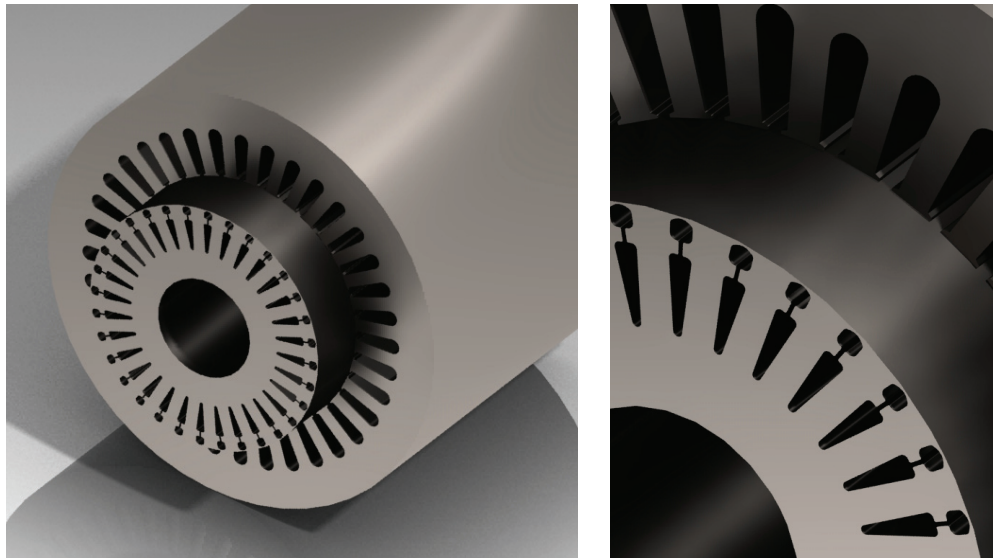


Abbildung 12.1: Zeitverlauf der radialen Auslenkung  $Y_r(t)$  mit überlagerter Schwebung.

### 13. Anhang D: Maschinenparameter der Entwurfsvorschläge für die Motorbaureihe AH160



**Abbildung 13.1:** Stator- und Rotorblechpaket des Entwurfsvorschlags der Motorbaureihe AH160 mit einem Nutzahlenverhältnis von  $Q_s/Q_r = 36/32$  (CAD-Programm *AutoCAD 3D*).

**Tabelle 13.1:** Zusammenstellung der wichtigsten Parameter der Statoren der in dieser Arbeit betrachteten Motorvarianten der Entwurfsvorschläge für die Motorbaureihe AH160. Die weiß hinterlegten Wicklungsdaten wurden für die Prototyp-Statoren gewählt und die entsprechenden Statoren standen für die in Kapitel 7 vorgestellten Messungen zur Verfügung.

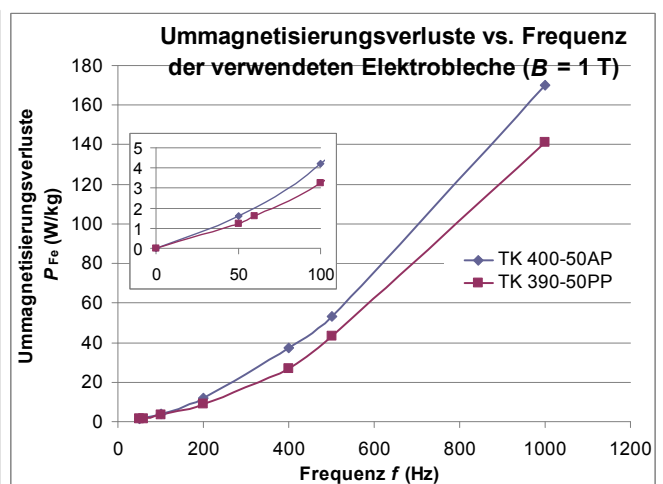
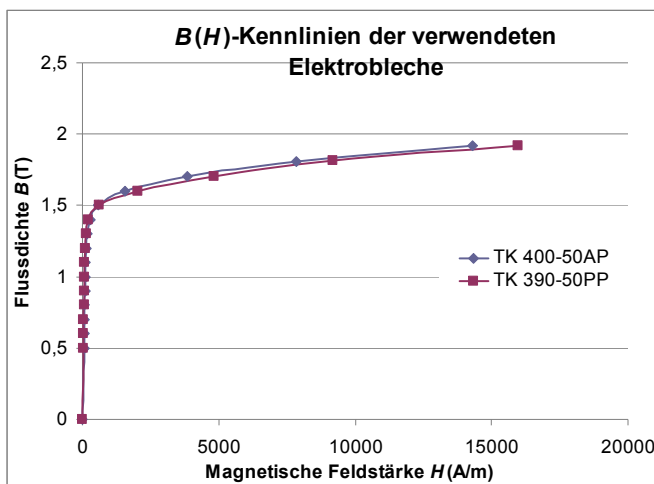
Motorbezeichnung	AH160_9,2kW_50Hz_ IE2	AH160_9,2kW_60Hz_ IE3	AH160_11kW_60Hz_ IE3
Statornutenzahl $Q_s$	36	36	36
Parallele Zweige $a$	2	2	2
Parallele Leiter 1 $a_1$	2	2	2
Drahtdurchmesser $d_1$ (mm)	0,95	0,95	0,90
Isolationsdicke $d_{ISO,1}$ (mm)	0,047	0,0465	0,045
Parallele Leiter 2 $a_2$	1	1	2
Drahtdurchmesser $d_2$ (mm)	0,9	1	0,85
Isolationsdicke $d_{ISO,2}$ (mm)	0,045	0,047	0,043
Spulenwindungszahl $N_c$	31	14 (2 Schicht)	13
Strangwindungszahl $N_s$	93	84	78
Nutwandisolation $d_{nomax}$ (mm)	0,26	0,26	0,26
Res. Füllfaktor $k_f$ (%)	44,4	43	43,7
Blechtyp	TK 400-50AP	TK 400-50AP	TK 400-50AP

**Tabelle 13.2:** Zusammenstellung der wichtigsten Parameter des Rotorblechschnitts und des Rotorkäfigs (Aluminium und Kupfer) des Entwurfsvorschlags für die Motorbaureihe AH160.

	Geometrische Größe	Blech TK400-50AP
Vorgaben	Wellendurchmesser $d_{ri}$ (mm)	50
	Eisenlänge $l_{fe}$ (mm) (Max. möglicher Wert)	210
	Luftspalt $\delta$ (mm) (Minimal möglicher Luftspalt)	0,325
	Eisenfüllfaktor $k_{Fe}$	0,97
	Min. Höhe der Einbrücke $h_{Qr,min}$ (mm)	0,4
	Min. Breite des Streustegs $b_{steg,min}$ (mm)	0,8
	Mittlere Durchmesser KS-Ring $d_{m,KS}$ (mm)	103,8
	Nutöffnungen des Rotors $s_{Qr}$	Geschlossen
	Querschnittsfläche des KS-Rings $A_{KS}$ (mm <sup>2</sup> )	299
	Axiale Länge KS-Ring $l_{KS}$ (mm)	13
Wählbar	Rotornutenzahl $Q_r$	32
	Schrägung $b_{sk}$	$\tau_{Qs}$
	Rotoraussendurchmesser $d_{ra}$ (mm)	126,85
	Nutform	Doppelnut
	Blechtyp	TK 400-50AP

**Tabelle 13.12:** Materialeigenschaften des nicht-schlussgeglühten Elektroblechs TK 390-50PP im Vergleich mit dem schlussgeglühten Elektroblech TK 400-50AP.

Blechtyp	Verlustfaktoren ( $B = 1$ T)		Mittlerer Korn- durchmesser $d_k$ ( $\mu\text{m}$ )	Elektrische Leitfä- higkeit $\kappa_{el}$ (MS/m)
	Wirbelstrom- $p_{Fe}$ (W/kg)	Hysteres- $p_{Hy}$ (W/kg)		
TK 400-50AP (schlussgeglüht)	0,56	1,01	67	3,15
TK 390-50PP (nicht-schlussgeglüht)	0,38	0,87	70	2,53

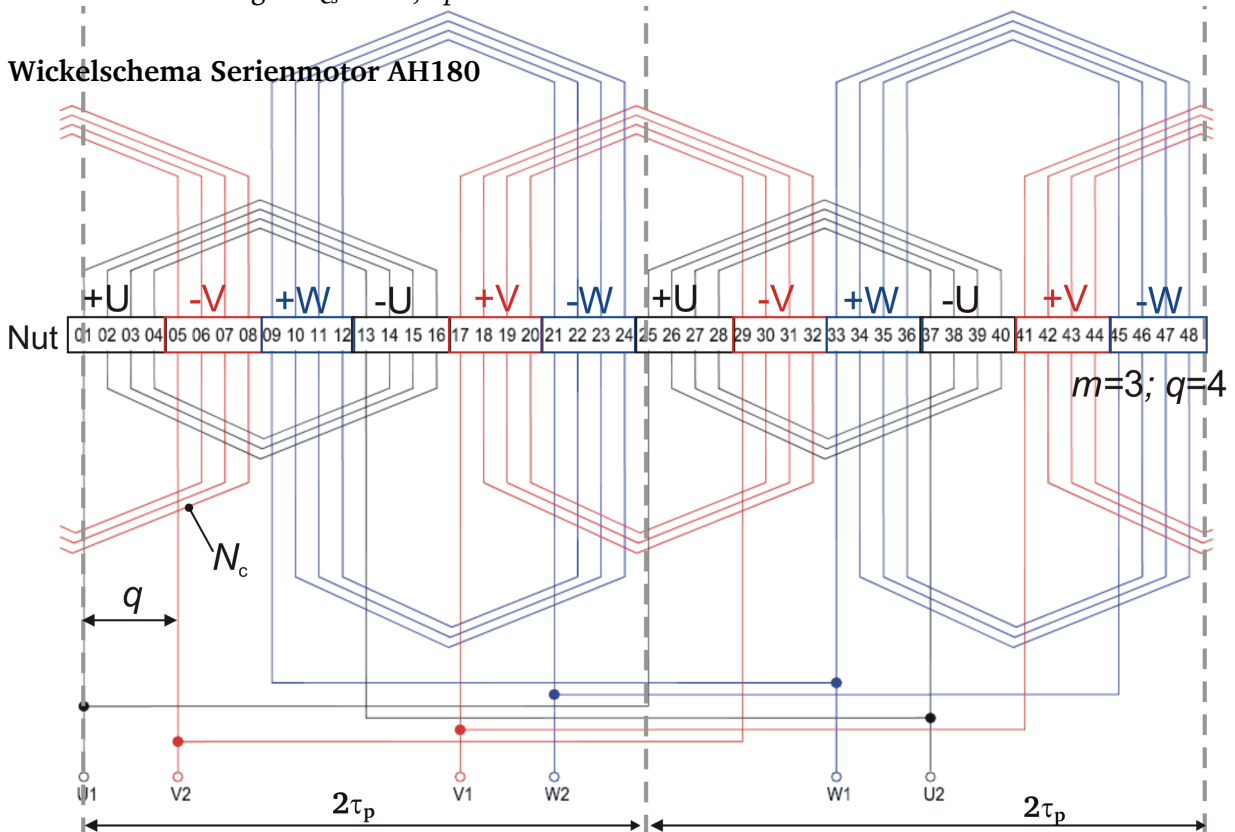




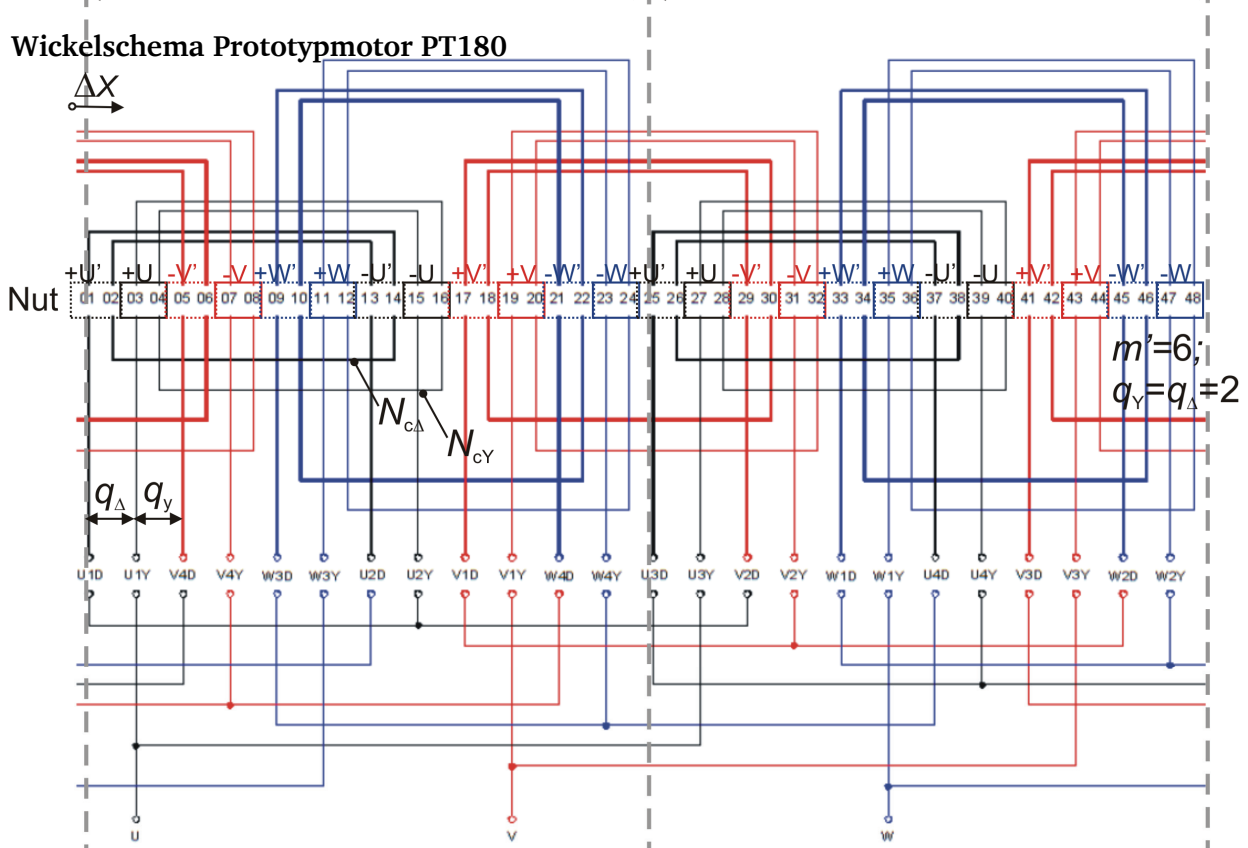
## 14. Anhang E: Wickelschema des Serienmotors AH180 im Vergleich zum Prototypmotor PT180 mit *Auinger*-Wicklung

Für beide Motoren gilt:  $Q_s = 48$ ;  $2p = 4$

### Wickelschema Serienmotor AH180



### Wickelschema Prototypmotor PT180



---

**15. Literaturverzeichnis**

---

- [1] ZVEI, "Broschüre: Energiesparen mit Elektrischen Antrieben", Zentralverband Elektrotechnik und Elektroindustrie e.V. (ZVEI), Frankfurt/Main, 2006.
- [2] DIN, VDE, "DIN EN 60034-1 bzw. VDE 0530-1: Thermische Klassen bei Elektrischen Maschinen", in *Drehende elektrische Maschinen*, ed. DKE (Deutsche Kommission Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik im DIN und VDE), Frankfurt/Main, 2009
- [3] DIN, VDE, "DIN EN 60034-9 bzw. VDE 0530-9:Geräuschgrenzwerte (noise limits)", in *Drehende elektrische Maschinen*, ed. DKE (Deutsche Kommission Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik im DIN und VDE), Frankfurt/Main, 2008
- [4] DIN, VDE, "DIN EN 60034-7 bzw. VDE 0530-7: Bezeichnung für Bauformen und Aufstellung elektrischer Maschinen", in *Drehende elektrische Maschinen*, ed. DKE (Deutsche Kommission Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik im DIN und VDE), Frankfurt/Main, 2009
- [5] "Energie in Deutschland: Trends und Hintergründe zur Energieversorgung", Bundesministerium für Wirtschaft und Technologie (BMWi), Berlin/Bonn, 2010.
- [6] *Global Infomine: Datenbasis LME (London Metal Exchange)*. 2010, Available: <http://www.infomine.com/>
- [7] "Energemarkt Deutschland: Zahlen und Fakten zur Gas-, Strom- und Fernwärmeversorgung", Bundesverband der Energie- und Wasserwirtschaft e.V. (BDEW), Berlin, 2009.
- [8] "Fourth Assessment Draft Report", Intergovernmental Panel on Climate Change (IPCC), Genf, Schweiz, 2007.
- [9] E. Baake, M. Doppelbauer, O. Drubel, R. d. l. Haye, "Effizienz- und Einsparpotentiale elektrischer Energie in Deutschland", Verband der Elektrotechnik Elektronik und Informationstechnik e.V. (VDE), Frankfurt/Main, 2008.
- [10] "Energiekonzept für eine umweltschonende, zuverlässige und bezahlbare Energieversorgung", Bundesministerium für Wirtschaft und Technologie (BMWi), Berlin/Bonn, 2010.
- [11] R. Hüppe, "Mit modernen elektrischen Antrieben die Energiekosten in der Industrie senken", in *VDI-Konferenz „Energieeffiziente Antriebe“*, Nürtingen, 2010.
- [12] R. Werle, C. U. Brunner, S. B. Nielsen, S. Hatch, H. Falkner, K. Kulterer, R. d. Klerck, "Global effort for efficient motor systems: EMSA", in *Proc. of the Int. Conf. IEEE-EEMODS11*, Alexandria (VA), USA, 2011, 13 pages, CD-ROM.
- [13] "Broschüre: Motoren und geregelte Antriebe", Zentralverband Elektrotechnik und Elektroindustrie e.V. (ZVEI), Frankfurt/Main, 2010.
- [14] C. U. Brunner, "Harmonized Standards for Motors and Systems: Global progress report and outlook", in *Proc. of the Int. Conf. IEEE-EEMODS11*, Alexandria (VA), USA, 2011, 13 pages, CD-ROM.
- [15] DIN, VDE, "DIN EN 60034-12 bzw. VDE 0530-12: Anlaufverhalten von Drehstrommotoren mit Käfigläufern ausgenommen polumschaltbare Motoren", in *Drehende elektrische Maschinen*, ed. DKE (Deutsche Kommission Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik im DIN und VDE), Frankfurt/Main, 2008
- [16] "Statistische Motorlebensdauer", DKI-Informationsdruck, 2009.
- [17] A. Moehle, "The revision of IEC 60034-2-1 and the new IEC 60034-2-3 for efficiency determination of converter-fed machines", in *Proc. of the Int. Conf. IEEE-EEMODS11*, Alexandria (VA), 2011, 11 pages, CD-ROM.
- [18] M. Doppelbauer, "Accuracy of the determination of losses and energy efficiency of induction motors by the indirect test procedure", in *Proc. of the Int. Conf. IEEE-EEMODS11*, Alexandria (VA), USA, 2011, 13 pages, CD-ROM.
- [19] DIN, VDE, "DIN EN 60034-30 bzw. VDE 0530-30: Wirkungsgradklassifizierung von Drehstrommotoren mit Käfigläufern ausgenommen polumschaltbare Motoren", in *Drehende elektrische Maschinen*, ed. DKE (Deutsche Kommission Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik im DIN und VDE), Frankfurt/Main, 2009

- [20] *Frequenzumrichter gespeiste Antriebe*. 2010, Available: <http://www.ptb.de/cms/en/fachabteilungen/abt3/fb-37/ag-372/forschung-372/372-forschung-umrichter.html>
- [21] Y. Qu, "FEM-Untersuchung von Asynchronmotoren mit Kurzschlusskäfig hinsichtlich der Zusatzverluste und des Sättigungsverhaltens", Diplomarbeit, Institut für Elektrische Energiewandlung, Technische Universität, Darmstadt, 2009.
- [22] M. Strauch, "Normgerechte (IEC-60034) Neuauslegung von Kurzschlussläufer-Asynchronmotoren mit Aluminium- und Kupferkäfig im Hinblick auf gesteigerte Energieeffizienz unter Verwendung analytischer und numerischer Berechnungsmodelle", Diplomarbeit, Institut für Elektrische Energiewandlung, Technische Universität, Darmstadt, 2010.
- [23] A. Binder, "Vorausberechnung der Betriebskennlinien von Drehstrom-Kurzschlussläufer-Asynchronmaschinen mit besonderer Berücksichtigung der Nutung", Dissertation, Technische Universität, Wien, Österreich, 1988.
- [24] "Betriebsanleitung Drehstrommotoren DR/DV/DT/DTE/DVE", SEW Eurodrive GmbH & Co KG, Bruchsal, 2004.
- [25] A. Binder, "Skript zur Vorlesung: Elektrische Maschinen und Antriebe", Institut für Elektrische Energiewandlung, Technische Universität Darmstadt, 2010.
- [26] A. Binder, *Elektrische Maschinen und Antriebe*. Wien: Springer Verlag, 2012.
- [27] A. Binder, "Skript zur Vorlesung: Energy Converters: CAD and System Dynamics", Institut für Elektrische Energiewandlung, Technische Universität, Darmstadt, 2010.
- [28] W. Nürnberg, *Die Asynchronmaschine*. Berlin: Springer-Verlag, 1952.
- [29] R. Richter, *Elektrische Maschinen*, vol. 4. Berlin: Springer-Verlag, 1954.
- [30] T. Stefan, "Rechenprogramm für die Betriebskennlinien der Drehstrom-Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer mit Berücksichtigung der Eisensättigung, Nutung und Schrägung", Diplomarbeit, Institut für Elektrische Maschinen, Technische Universität, Wien, 1986.
- [31] R. Hagen, "Die Berechnung der Drehstrom-Käfigläuferasynchronmaschine mit Berücksichtigung der Zusatzverluste bei Netz- und Umrichterbetrieb", Dissertation, Technische Universität, Darmstadt, 2013.
- [32] A. Binder, "Skript zur Vorlesung: Motor development for Electrical Drive Systems", Institut für Elektrische Energiewandlung, Technische Universität, Darmstadt, 2010.
- [33] R. Fischer, *Elektrische Maschinen*, vol. 12. Auflage. München/Wien: Carl Hanser Verlag, 2004.
- [34] R. Weppeler, "Die Berechnung der Spaltstreuung bei Kurzschlussläufermotoren mit Berücksichtigung der Eisensättigung", Dissertation, Technische Hochschule Hannover, 1962.
- [35] R. Weppeler, "Ein Beitrag zur Berechnung von Asynchronmotoren mit nichtisoliertem Läuferkäfig", *Archiv f. Elektrotechnik*, vol. 50, pp. 238-252, 1966.
- [36] A. Binder, T. Knopik, R. Hagen, "Comparison of numerical and analytical calculations of the cage induction motor performance including zig-zag flux saturation", in Proc. of the Int. Conf. *IEEE-EEMODS 09*, Nantes, France, 2009, 12 pages, CD-ROM.
- [37] R. Hagen, T. Knopik, A. Binder, "Comparison of numerical and analytical simulation of saturated zig-zag flux in induction machines", in Proc. of the Int. Conf. *IEEE-IEMDC*, Miami, USA, 2009, pp. 1325-1330.
- [38] R. Elkner, "Berechnung des gesättigten Leerlaufes bei DS-Asynchronmaschinen mit Nutungseinfluss", Diplomarbeit, Institut für Elektrische Maschinen, Technische Universität, Wien, 1986.
- [39] A. Binder, "Angenäherte Berechnung des zweidimensionalen gesättigten Luftspaltfeldes bei Drehstrom-Asynchronmaschinen im Leerlauf", *Archiv f. Elektrotechnik*, vol. 73, pp. 131-139, 1990.
- [40] H. Schetelig, "Die Berechnung der magnetischen Flüsse in Drehstrom-Asynchronmaschinen mit Käfigläufer", Dissertation, Technische Universität Hannover, 1969.
- [41] B. Heller, V. Hamata, *Harmonic field effects in induction machines*. Oxford/New York: Elsevier Scientific Publishing Company, 1977.

- [42] R. Hagen, A. Binder, M. Aoulkadi, T. Knopik, K. Bradley, "Comparison of measured and analytically calculated stray load losses in standard cage induction machines ", in Proc. of the Int. Conf. *IEEE- ICEM*, Villamoura, Portugal, 2008, 6 pages, CD-ROM.
- [43] R. Weppler, "Grundsatzliches zur Berechnung der Spaltstreuung bei Kurzschlussläufermotoren mit Berücksichtigung der Eisensättigung", *ETZ-A*, vol. 85, pp. 402-407, 1964.
- [44] R. Weppler, W. Neuhaus, "Der Einfluss der Nutoeffnungen auf den Drehmomentenverlauf von Drehstrom-Asynchronmotoren mit Käfigläufer", *ETZ-A*, vol. 90, pp. 186-191, 1969.
- [45] F. W. Carter, "Air-gap and Interpolar Induction", *Instn. Elect. Engrs.*, vol. 29, pp. 925-933, 1900.
- [46] F. W. Carter, "Air-gap Induction", *Electr. World, New York, USA*, vol. 38, pp. 884-888, 1901.
- [47] K. Vogt, *Berechnung elektrischer Maschinen*: VEB-Verlag, 1982.
- [48] A. Schoppa, "Einfluss der Be- und Verarbeitung auf die magnetischen Eigenschaften von schlussgeglühtem, nichtkornorientiertem Elektroband", Dissertation, Fakultät für Maschinenwesen, RWTH Aachen, 2001.
- [49] M. Platen, G. Henneberger, J. Schneider, A. Schoppa, "Untersuchungen zum Einfluss des eingesetzten Elektroblechs auf den Wirkungsgrad von ausgewählten Asynchron-Normmotoren", *Electrical Engineering*, vol. 82, pp. 291-300, 2000.
- [50] E. G. Araujo, J. Schneider, K. Verbeken, G. Pasquarella, Y. Houbaert, "Dimensional Effects on Magnetic Properties of Fe-Si Steels Due to Laser and Mechanical Cutting", *IEEE-IAS Trans. Ind. Appl.*, vol. 46, pp. 213-216, 2010.
- [51] H. Huneus, A. Lex, "Magnetische Eigenschaften von nichtkornorientiertem Elektroblech", *ETZ*, vol. 112, pp. 1204-1208, 1991.
- [52] E. Mirbach, H. Reiche, "Der Einsatz rondengeglühter Magnetkörper - eine energieökonomische Alternative für die Herstellung und den Betrieb von Asynchronmotoren", *Elektrie*, vol. 46, pp. 391-397, 1992.
- [53] R. Pfeiffer, "Bestimmung der Leitwertwellen im Luftspalt elektrischer Maschinen mit doppelseitiger Nutung", Dissertation, FB17, Elektrische Energietechnik Technische Hochschule, Darmstadt, 1977.
- [54] F. Taegen, R. Walcak, "Eine experimentell überprüfte Vorausberechnung der Oberfelder von Käfigläufermotoren", *Archiv f. Elektrotechnik*, vol. 66, pp. 233-242, 1983.
- [55] S. Williamson, Y. N. Feng, "On the Calculation of Harmonic Air-Gap Fields in Machines with Single-Sided Slotting", in Proc. of the Int. Conf. *IEEE-PEMD*, Dublin, Irland, 2006, pp. 671-675.
- [56] J. Kolbe, "Zur numerischen Berechnung und analytischen Nachbildung des Luftspaltfeldes von Drehstrommaschinen", Dissertation, Hochschule der Bundeswehr Hamburg, 1983.
- [57] J. Kolbe, "Analytische Nachbildung der numerisch ermittelten Feldverteilung von mehrsträngigen Wicklungen in Asynchronmaschinen", *Archiv f. Elektrotechnik*, vol. 65, pp. 107-116, 1982.
- [58] A. Rentschler, "Dynamisches Modell der Asynchronmaschine mit Berücksichtigung von Fehlern und Unsymmetrien", Dissertation, Technische Universität Darmstadt, Shaker-Verlag, Aachen, 2008.
- [59] F. Taegen, R. Walcak, "Eine experimentell überprüfte Vorausberechnung der Harmonischen des Läuferstroms von Käfigläufermotoren mit geraden Nuten", *Archiv f. Elektrotechnik*, vol. 67, pp. 265-273, 1984.
- [60] F. Taegen, "Die Bedeutung der Läuferfritzsche für die Theorie der Asynchronmaschine mit Käfigläufer", *Archiv f. Elektrotechnik*, vol. 68 pp. 373-386, 1964.
- [61] H.-O. Seinsch, "Die Berechnung der magnetische Geräusche anregenden Radialkraftwellen bei Induktionsmotoren mit Käfigläufern", *Technischer Bericht des Instituts für Elektrische Maschinen und Antriebe der Universität Hannover* Nr. 884a, 1980.
- [62] H.-O. Seinsch, *Oberfelderscheinungen in Drehfeldmaschinen*. Stuttgart: B.G. Teubner, 1992.
- [63] K. Oberretl, "Die Oberfeldtheorie des Käfigmotors unter Berücksichtigung der durch die Ankerrückwirkung verursachten Statoroberströme und der parallelen Wicklungszweige", *Archiv f. Elektrotechnik*, vol. 49, pp. 344-363, 1965.

- [64] K. Oberretl, "Das zweidimensionale Luftspaltfeld einer Drehstromwicklung mit offenen Nuten ", *Archiv f. Elektrotechnik*, vol. 53, pp. 371-381, 1970.
- [65] R. Bulovas, H. Jordan, M. Purkermani, G. Röder, "Sättigungsfelder und ihre Wirkungen", *Archiv f. Elektrotechnik*, vol. 54, pp. 220-228, 1971.
- [66] F. Taegen, R. Walcak, "Theoretische und experimentelle Untersuchung der Läuferoberfelder von Käfigläufermotoren", *Archiv f. Elektrotechnik*, vol. 67, pp. 169-178, 1984.
- [67] T. Knopik, A. Binder, "Measurement proven analytical and numerical models for calculation of the teeth flux pulsations and harmonic torques of skewed squirrel cage induction machines", in Proc. of the Int. Conf. *IEEE-ECCE*, Phoenix (AZ), USA, 2011, 8 pages, CD-ROM.
- [68] T. S. Birch, O. I. Butler, "Permeance of closed-slot bridges and its effect on induction-motor-current computation", *Proc. IEE*, vol. 118, pp. 169-172, 1971.
- [69] E. Weber, "Der Nutungsfaktor in elektrischen Maschinen", *ETZ*, vol. 23, pp. 858-861, 1928.
- [70] H. Jordan, H. W. Boller, "Über die phasenrichtige Addition der nutharmonischen Wundlungsoborfelder und der Nutungsoborfelder bei phasenreinen Mehrphasenwicklungen", *ETZ-A*, vol. 84, pp. 235-238, 1963.
- [71] H. Jordan, *Der geräuscharme Motor*. Essen, Germany: Verlag W. Girardet, 1950.
- [72] W. Geysen, H. Jordan, K. P. Kovacs, "Bemerkungen zur Vorausberechnung des Verhaltens von Drehstromasynchronmotoren mit Käfigläufern", *European Journal of Engineering Education*, vol. 3, pp. 291-305, 1978.
- [73] H. Jordan, F. Lax, "Über die Wirkung von Exzentrizitäten und Sättigungserscheinungen auf den Körper- und Luftschall von Drehstromasynchronmotoren", *AEG-Mitteilungen*, vol. 44, pp. 423-426, 1954.
- [74] P. Jaenicke, "Die Berechnung der elektromagnetischen Zugkräfte bei Drehstromasynchronmotoren mit statischer Exzentrizität", Dissertation, Technische Universität Hannover, 1975.
- [75] H. Jordan, G. Pfaff, "Dynamische Kennlinien von Drehstrom-Asynchronmotoren", *ETZ-A*, vol. 83, pp. 388-390, 1962.
- [76] H. Jordan, F. Taegen, "Über den Einfluss der Isolation des Läuferkäfigs auf die Drehmomente von Drehstrom-Asynchronmotoren", *AEG-Mitteilungen*, vol. 52, pp. 42-43, 1962.
- [77] S. Williamson, A. C. Sandy-Smith, "Estimation of the Inter-Bar Resistance of a Cast Cage Motor", *IEEE-IAS Trans. Ind. Appl.*, vol. 40, No. 2, pp. 558-565, 2004.
- [78] D. Gersh, A. C. Smith, A. Samuelson, "Measurement of inter-bar resistance in cage rotors", in Proc. of the Int. Conf. *IEEE-EMD*, Cambridge, U.K., 1997, pp. 253-257.
- [79] F. Gann, "Elektrodynamischer Beschleunigungssensor", Dissertation, Technische Universität Stuttgart, 1962.
- [80] A. Binder, "Skript zur Vorlesung: Large Generators and High Power Drives", Institut für Elektrische Energiewandlung, Technische Universität Darmstadt, 2010.
- [81] D. Ionel, M. Popescu, S. J. Dellinger, T. J. E. Miller, R. J. Heidemann, M. I. McGilp, "On the Variation With Flux and Frequency of the Core Loss Coefficients in Electrical Machines", *IEEE-IAS Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, No. 3, pp. 658-667, 2006.
- [82] D. Ionel, M. Popescu, S. J. Dellinger, T. J. E. Miller, R. J. Heidemann, M. I. McGilp, "Factors Affecting the Accurate Prediction of Core Losses in Electrical Machines", in Proc. of the Int. Conf. *IEEE-IEMDC*, San Antonio, USA, 2005, pp. 1625-1632.
- [83] G. Bertotti, "General Properties of Losses in Soft Ferromagnetic Materials", *IEEE-MAG Trans. on Magn.*, vol. 24, pp. 621-631, 1988.
- [84] M. Aoulkadi, A. Binder, "Reverse Rotation Test for the Measurement of Stray load losses in 1.5 MW Squirrel-cage induction Generators", in Proc. of the Int. Conf. *Proc. Of the Symp. On Power Electronics, Electrical Drives, Automation & Motion (SPEEDAM)*, Capri, Italy, 2004, pp. F4B-1 – F4B-4.
- [85] F. Taegen, "Zusatzverluste von Asynchronmaschinen", *Acta Technica CSAV*, vol. 1, pp. 1-30, 1968.
- [86] B. Heller, "Die hochfrequenten Zusatzverluste bei Leerlauf in Asynchronmaschinen mit offenen Statornuten", *Acta Technica CSAV*, vol. 2, pp. 631-653, 1969.



- [87] H. Jordan, F. Taegen, "Zur Berechnung der Zahnpulsationsverluste von Asynchronmaschinen", *ETZ-A*, vol. 86, pp. 805-809, 1965.
- [88] J. D. Lavers, H. Hollitscher, "A simple method of estimating the minor loop hysteresis loss in thin laminations", *IEEE-MAG Trans. on Magn.*, vol. 14, No. 5, pp. 386-388, 1978.
- [89] B. Piepenbreier, F. Taegen, "Surface losses in cage induction motors", in Proc. of the Int. Conf. *IEEE-ICEM*, Beijing, 1987, pp. 326-329.
- [90] L. Dreyfus, "Theorie der zusätzlichen Eisenverluste in Drehstromasynchronmotoren", *Archiv f. Elektrotechnik*, vol. 20, pp. 37-87, 1928.
- [91] T. Lu, A. Binder, "Analytical and Experimental Analysis of Losses in Inverter-fed Permanent Magnet High-speed Machines with Surface-mounted Magnets", in Proc. of the Int. Conf. *IEEE-ICEM*, Brügge, 2002, 6 Pages, CD-ROM.
- [92] T. Lu, "Weiterentwicklung von hochtourigen permanenterregten Drehstromantrieben mit Hilfe von Finite-Elemente-Berechnungen und experimentellen Untersuchungen", Dissertation, Technische Universität Darmstadt, 2004.
- [93] J. Hak, "Reibungsverluste im Luftspalt", *E und M*, vol. 77, pp. 325-328, 1977.
- [94] B. J. Scherb, "Reibungsverhalten von radial und axial belasteten Radial-Zylinderrollenlagern", *Antriebstechnik*, vol. 41, pp. 39-42, 2001.
- [95] "F.A.G. Kugelfischer Georg Schäfer AG, Schmierung von Wälzlagern. Veröffentlichung", *Publ.-Nr. WL 81 115/4 DA*, 2002.
- [96] DIN, VDE, "DIN EN 60034-2 bzw. VDE 0530-2: Verfahren zur Bestimmung der Verluste und des Wirkungsgrades von drehenden elektrischen Maschinen aus Prüfungen (ausgenommen Maschinen für Schienen- und Straßenfahrzeuge)", in *Drehende elektrische Maschinen*, ed. DKE (Deutsche Kommission Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik im DIN und VDE), Frankfurt/Main, 2009
- [97] IEEE, "IEEE 112-1996", in *IEEE Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators*, ed. American National Standards Institute, Washington D.C., 1997
- [98] W. Nürnberg, *Die Prüfung elektrischer Maschinen*. Berlin: Springer-Verlag, 1981.
- [99] M. Strauch, "Entwicklung einer teilweise automatisierten Vermessung von Asynchronmotoren mit Hilfe von LabView", Studienarbeit, Institut für Elektrische Energiewandlung, Technische Universität Darmstadt, 2009.
- [100] H. Jordan, E. Richter, G. Röder, "Ein einfaches Verfahren zur Messung der Zusatzverluste in Asynchronmaschinen", *ETZ-A*, vol. 88, pp. 577-583, 1967.
- [101] M. Aoulkadi, A. Binder, "The eh-star method for determination of stray load losses in cage induction machines", in Proc. of the Int. Conf. *IEEE-EEMODS*, Heidelberg, Germany, 2005, pp. 130-140.
- [102] M. Aoulkadi, A. Binder, "Comparison of different evaluation methods to determine stray load losses in induction machines with eh-star method", in Proc. of the Int. Conf. *IEEE-IEMDC*, Antalya, Türkei, 2007, pp. 519-524.
- [103] M. Aoulkadi, "Experimental Determination of Stray Load Losses in Cage Induction Machines", Dissertation, Technische Universität Darmstadt, 2010.
- [104] Cedrat, *Flux10:2D/3D Applications*, vol. 2. Meylan Cedex: Cedrat group, 2008.
- [105] M. Bartosch, "FEM-Untersuchung (FLUX2D vs. JMAG) von Kurzschlussläufer-Asynchronmotoren im Vergleich mit analytischen Berechnungen und Messergebnissen", Bachelorarbeit, Institut für Elektrische Energiewandlung, Technische Universität Darmstadt, 2011.
- [106] H. Frohne, "Über die primären Bestimmungsgrößen der Lautstärke bei Asynchronmaschinen", Dissertation, Technische Hochschule Hannover, 1959.
- [107] M. v. d. Giet, K. Hameyer, R. Rothe, M. H. Gracia, "Analysis of noise exciting magnetic force waves by means of numerical simulation and a space vector definition", in Proc. of the Int. Conf. *IEEE-ICEM*, Vilamoura, Portugal 2008, 6 pages, CD-ROM.
- [108] K. C. Maliti, "Modelling and Analysis of magnetic noise in Squirrel-Cage Induction Motors", Dissertation, Royal Institute of Technology, Stockholm, Sweden, 2000.

- [109] M. Mirzaei, A. Binder, "Acoustic Noise Calculation for High-Speed Permanent-Magnet Motors", in Proc. of the Int. Conf. *Electromotion 2009-EPE Chapter "Electric Drives" Joint Symposium*, Lille, France, 2009, 6 pages, CD-ROM.
- [110] K. Oberretl, "Losses, torques and magnetic noise in induction motors with static converter supply, taking multiple armature reaction and slot openings into account", *IET Electr. Power Appl.*, vol. 1, pp. 517-531, 2007.
- [111] S. P. Verma, A. Balan, "Determination of radial-forces in relation to noise and vibration problems of squirrel-cage induction motors", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 9, pp. 404-413, 1994.
- [112] S. P. Verma, A. Balan, "Experimental investigations on the stators of electrical machines in relation to vibration and noise problems ", *IEE proceedings: Electric Power Applications*, vol. 145, pp. 455-462, 1998.
- [113] R. Lach, "Magnetische Geräuschemission umrichter gespeister Käfigläufer-Asynchronmaschinen", Dissertation, Universität Dortmund, 2005.
- [114] T. Knopik, R. Kimmich, A. Binder, "Prediction of the noise power level of squirrel cage induction machines in different operation points taking into account mechanical boundary conditions for modal analysis", in Proc. of the Int. Conf. *IEEE-EPE*, Birmingham, 2011, 10 pages, CD-ROM.
- [115] J. L. Besnerais, V. Lanfranchi, M. Hecquet, P. Brochet, "Optimal Slot Numbers for Magnetic Noise Reduction in Variable-Speed Induction Motors", *IEEE-MAG Trans. on Magn.*, vol. 45, No. 8, pp. 3131-3136, August 2009.
- [116] H. Tappel, "Der Einfluß der dynamischen Eigenschaften der Zähne auf das schwingungstechnische Verhalten elektrischer Maschinen", *Archiv f. Elektrotechnik*, vol. 75, pp. 443-450, 1992.
- [117] K. Federhofer, *Dynamik des Bogenträgers und Kreisringes*. Wien: Springer-Verlag, 1950.
- [118] S. P. Verma, R. S. Girgis, "Resonance Frequencies of Electrical Machine Stators having Encased Construction, Part I: Derivation of the general frequency equation", in Proc. of the Int. Conf. *IEEE-PES (Power Eng. Soc.)*, Winter meeting, New York, 1973, pp. 1577-1585.
- [119] S. P. Verma, R. S. Girgis, "Resonance Frequencies of Electrical Machine Stators having Encased Construction, Part II: Numerical results and experimental verification", in Proc. of the Int. Conf. *IEEE-PES (Power Eng. Soc.)*, Winter meeting, New York, 1973, pp. 1586-1593.
- [120] S. P. Verma, R. S. Girgis, "Resonant frequencies and vibration behaviour of stators of electrical machines as affected by teeth, windings, frame and laminations", in Proc. of the Int. Conf. *IEEE-PES (Power Eng. Soc.)*, Summer Meeting, Los Angeles, 1978, pp. 1446-1455.
- [121] M. Ade, "Ein Beitrag zur Modellierung des Antriebsstrangs von Hybrid-Elektrofahrzeugen", Dissertation, Technische Universität Darmstadt, 2008.
- [122] W. Wagner, *Wärmeübertragung*, 6. Auflage. Würzburg: Vogel-Fachbuch, 2004.
- [123] H. O. Prandtl, *Führer durch die Strömungslehre*, vol. 11. Auflage. Braunschweig/Wiesbaden: Vieweg Friedr. + Sohn-Verlag, 2002.
- [124] A. Binder, "Skript zur Vorlesung: Neue Technologien bei Elektrischen Energiewandlern", Institut für Elektrische Energiewandlung, Technische Universität Darmstadt, 2010.
- [125] M. Still, "Rechnerische und messtechnische thermische Untersuchung von Kurzschlussläufer-Asynchronmotoren", Studienarbeit, Institut für Elektrische Energiewandlung, Technische Universität Darmstadt, 2010.
- [126] F. Meier, "Erwärmung von Bahnmotoren im stationären Betrieb", *Brown Boveri Mitteilungen* vol. 53, pp. 574-589, 1966.
- [127] A. Boglietti, A. Cavagnino, "Analysis of the Endwinding Cooling Effects in TEFC Induction Motors", *IEEE-IAS Trans. Ind. Appl.*, vol. 43, pp. 1214-1222, 2007.
- [128] J. Hak, "Der Wärmewiderstand zwischen Zahn und Joch ", *Archiv f. Elektrotechnik*, vol. 45, pp. 257-272, 1960.
- [129] D. Staton, A. Boglietti, A. Cavagnino, "Solving the More Difficult Aspects of Electric Motor Thermal Analysis", in Proc. of the Int. Conf. *IEEE-IEMDC*, Madison, USA, 2003, pp. 620-628.

- [130] J. Hak, "Der Luftspaltwärmewiderstand einer elektrischen Maschine", *Archiv f. Elektrotechnik*, vol. 42, pp. 257-272, 1956.
- [131] H. Neudorfer, "Thermische Untersuchung und Berechnung eines flüssigkeitsgekühlten Traktionsmotors mit Getriebeölwellenkühlung", Dissertation, Technische Universität Wien, 1998.
- [132] W. Benecke, "Temperaturfeld und Wärmefluss bei kleinen oberflächengekühlten Drehstrommotoren mit Käfigwicklung", *ETZ-A*, vol. 87, pp. 455-459, 1966.
- [133] B. Schlecht, *Maschinenelemente 2, Getriebe – Verzahnung – Lagerungen*. München: Pearson Education Deutschland GmbH, 2009.
- [134] SKF, *Estimation of the frictional Moment of ball bearings*. 2012, Available: <http://www.skf.com/group/products/bearings-units-housings/ball-bearings/principles/friction/estimation-of-the-frictional-moment/index.html>
- [135] F. Aprodu, "Design of a FEM-model for thermal calculation of squirrel-cage induction machines and comparison with analytic models and measurements", Diplomarbeit, Institut für Elektrische Energiewandlung, Technische Universität Darmstadt, 2008.
- [136] K. Oberretl, "13 Regeln für minimale Zusatzverluste in Induktionsmotoren", *Bulletin Oerlikon*, vol. 389/390, pp. 1-11, 1969.
- [137] H. Auinger, "Mehrphasige Wicklung in Stern-Polygon-Mischschaltung für eine elektrische Maschine", Europa Patent EP 0 557 809 B1, 1993.
- [138] T. Knopik, A. Binder, "Einsatz einer mehrphasigen Wicklung in Stern-Polygon-Mischschaltung für Kurzschlussläufer-Asynchronmotoren zur Steigerung der Energieeffizienz", in Proc. of the Int. Conf. *VDI-Wissensforum: Antriebssysteme 2011*, Nürtingen, 2011, 10 pages, CD-ROM.
- [139] T. Knopik, A. Binder, "Investigations on a combined star-polygon plural phase winding for an induction machine to reduce parasitic harmonic effects", in Proc. of the Int. Conf. *IEEE-EEMODS*, Alexandria (VA), USA, 2011, 13 pages, CD-ROM.
- [140] A. Hughes, "New 3-phase winding of low m.m.f.-harmonic content", *Proc. IEE*, vol. 117, pp. 1657-1666, 1970.
- [141] J. Y. Chen, "Performance Enhancement of AC machines and permanent magnet generators for sustainable energy applications", Dissertation, School of Electrical and Computer Engineering, Curtin University of Technology, Perth, Australia, 1999.
- [142] J. Y. Chen, C. Z. Chen, "Investigation of a new AC electrical machine winding", *IEE proceedings B: Electric Power Applications*, vol. 145, pp. 125-132, 1998.
- [143] J. Y. Chen, C. Z. Chen, "A low Harmonic, High Spread Factor Induction Motor", in Proc. of the Int. Conf. *IEEE-Power Electronics Drives and Energy Systems for Industrial Growth*, Perth, Australia, 1998, pp. 129-134.
- [144] A. Zinni, "FEM-Überprüfung von analytischen Methoden zur Berechnung des Luftspaltfeldes von Kurzschlussläufer Asynchronmotoren und Untersuchung einer Sonderschaltung zur Reduzierung der Feldoberwellen", Masterarbeit, Institut für Elektrische Energiewandlung, Technische Universität Darmstadt, 2011.
- [145] A. Prechtel, "Vorlesungen über Elektrodynamik", Institut für Grundlagen und Theorie der Elektrotechnik, Technische Universität Wien, 2010.
- [146] T. Weiland, "Skript zur Vorlesung: Grundlagen der Elektrodynamik", Institut für die Theorie elektromagnetischer Felder, Technische Universität Darmstadt, 2006.
- [147] H. Hofmann, *Das elektromagnetische Feld*, 3. ed. Wien: Springer-Verlag, 1986.
- [148] C. Schlensok, B. Schmülling, M. v. d. Giet, K. Hameyer, "Electromagnetically Excited Audible Noise - Evaluation and Optimisation of Electrical Machines by Numerical Simulation", *Electrical Power Quality and Utilisation*, vol. XII, pp. 121-128, 2006.
- [149] M. v. d. Giet, "Analysis of electromagnetic acoustic noise excitations", Dissertation, Institut für elektrische Maschinen, RWTH Aachen, 2011.
- [150] G. Oberdorfer, *Lehrbuch der Elektrotechnik* 6. ed. vol. I. München: Oldenburg-Verlag, 1961.

---

**Eigene Publikationen während der Promotionszeit**


---

- [36] A. Binder, T. Knopik, R. Hagen, "Comparison of numerical and analytical calculations of the cage induction motor performance including zig-zag flux saturation", in Proc. of the Int. Conf. *IEEE Int. conf. EEMODS 09*, Nantes, France, 2009, 12 pages, CD-ROM.
- [37] R. Hagen, T. Knopik, A. Binder, "Comparison of numerical and analytical simulation of saturated zig-zag flux in induction machines", in Proc. of the Int. Conf. *IEEE-IEMDC*, Miami, USA, 2009, pp. 1325-1330.
- [42] R. Hagen, A. Binder, M. Aoulkadi, T. Knopik, K. Bradley, "Comparison of measured and analytically calculated stray load losses in standard cage induction machines ", in Proc. of the Int. Conf. *IEEE- ICEM*, Villamoura, Portugal, 2008, 6 pages, CD-ROM.
- [67] T. Knopik, A. Binder, "Measurement proven analytical and numerical models for calculation of the teeth flux pulsations and harmonic torques of skewed squirrel cage induction machines", in Proc. of the Int. Conf. *IEEE-ECCE*, Phoenix (AZ), USA, 2011, 8 pages, CD-ROM.
- [114] T. Knopik, R. Kimmich, A. Binder, "Prediction of the noise power level of squirrel cage induction machines in different operation points taking into account mechanical boundary conditions for modal analysis", in Proc. of the Int. Conf. *IEEE-EPE*, Birmingham, 2011, 10 pages CD-ROM.
- [138] T. Knopik, A. Binder, "Einsatz einer mehrphasigen Wicklung in Stern-Polygon-Mischschaltung für Kurzschlussläufer-Asynchronmotoren zur Steigerung der Energieeffizienz", in Proc. of the Int. Conf. *VDI-Wissensforum: Antriebssysteme 2011*, Nürtingen, 2011, 10 pages CD-ROM.
- [139] T. Knopik, A. Binder, "Investigations on a combined star-polygon plural phase winding for an induction machine to reduce parasitic harmonic effects", in Proc. of the Int. Conf. *IEEE-EEMODS*, Alexandria (VA), USA, 2011, 13 pages, CD-ROM.
  - T. Knopik, A. Binder, P. Güllich, "Rotor angle detection via shaft iron remanence for the balancing process of small rotors", in Proc. of the Int. Conf. *IEEE-SDEMPED*, Cracow, 2007, 6 pages, CD-ROM
  - T. Knopik, A. Binder, B. Funieru, P. Güllich, "Ausnutzung der Eisenremanenz zur Positionserfassung beim Auswuchten von Kleinrotoren", in *GMM/ETG-Fachtagung: Klein- und Mikroantriebstechnik*, Augsburg, 2007, pp. 1-6.

---

**Während der Promotionszeit betreute Abschlussarbeiten**


---

- [21] Y. Qu, "FEM-Untersuchung von Asynchronmotoren mit Kurzschlusskäfig hinsichtlich der Zusatzverluste und des Sättigungsverhaltens", Diplomarbeit, Institut für Elektrische Energiewandlung, Technische Universität, Darmstadt, 2009.
- [22] M. Strauch, "Normgerechte (IEC-60034) Neuauslegung von Kurzschlussläufer-Asynchronmotoren mit Aluminium- und Kupferkäfig im Hinblick auf gesteigerte Energieeffizienz unter Verwendung analytischer und numerischer Berechnungsmodelle", Diplomarbeit, Institut für Elektrische Energiewandlung, Technische Universität Darmstadt, 2010.
- [99] M. Strauch, "Entwicklung einer teilweise automatisierten Vermessung von Asynchronmotoren mit Hilfe von LabView", Studienarbeit, Institut für Elektrische Energiewandlung, Technische Universität Darmstadt, 2009.
- [105] M. Bartosch, "FEM-Untersuchung (FLUX2D vs. JMAG) von Kurzschlussläufer Asynchronmotoren im Vergleich mit analytischen Berechnungen und Messergebnissen", Bachelorarbeit, Institut für Elektrische Energiewandlung, Technische Universität Darmstadt, 2011.
- [125] M. Still, "Rechnerische und messtechnische thermische Untersuchung von Kurzschlussläufer-Asynchronmotoren", Studienarbeit, Institut für Elektrische Energiewandlung, Technische Universität Darmstadt, 2010.

- [135] F. Aprodu, "Design of a FEM-model for thermal calculation of squirrel-cage induction machines and comparison with analytic models and measurements", Diplomarbeit, Institut für Elektrische Energiewandlung, Technische Universität Darmstadt, 2008.
- [144] A. Zinni, "FEM-Überprüfung von analytischen Methoden zur Berechnung des Luftspaltfeldes von Kurzschlussläufer Asynchronmotoren und Untersuchung einer Sonderschaltung zur Reduzierung der Feldoberwellen", Masterarbeit, Institut für Elektrische Energiewandlung, Technische Universität Darmstadt, 2011.
  - F. Mink, "Implementierung selbsteinstellender Lage- und Drehzahlregelungen in einen industriellen Servoregler", Diplomarbeit, Institut für Elektrische Energiewandlung, Technische Universität Darmstadt, 2008.
  - Y. Gemeinder, " Bemessung eines Magnetisierjochs für Wuchtmaschinen ", Studienarbeit, Institut für Elektrische Energiewandlung, Technische Universität Darmstadt, 2008.
  - L. Weiss, "Energiekostenreduktion der Firma Rasselstein am Beispiel der elektrischen Antriebskonfiguration einer Walzstrasse", Studienarbeit, Institut für Elektrische Energiewandlung, Technische Universität Darmstadt, 2008.
  - P. Vennemann, "FEM-Feldbetrachtung zur Entwicklung eines Sensors für die Messung des Wellenschlages bei hohen Drehzahlen", Studienarbeit, Institut für Elektrische Energiewandlung, Technische Universität Darmstadt, 2011.



---

## Lebenslauf

---

### Persönliche Angaben

---

Geburtsdatum	25. September 1980
Geburtsort:	Mainz
Nationalität	deutsch
Familienstand	verheiratet, keine Kinder

### Ausbildung / Beruflicher Werdegang

---

Seit 03/2012	<b>Entwicklungsingenieur für elektrische Antriebe</b> zur Lenkunterstützung im Segment „Electric Power Steering (EPS)“ der Continental Automotive GmbH, Schwalbach a. Ts., Deutschland
03/2007 – 03/2012	<b>Wissenschaftlicher Mitarbeiter</b> am Institut für Elektrische Energiewandlung der TU – Darmstadt (Leitung: Prof. Dr.-Ing. habil. Dr. h.c. A. Binder) im Fachbereich Elektro- und Informationstechnik bei gleichzeitiger Durchführung einer <b>Promotion</b> zum Thema: „Steigerung des Wirkungsgrads und der Ausnutzung von Norm-Asynchronmotoren mit Kurzschlusskäfig“
03/2004 – 02/2007	<b>Hauptstudium</b> (Gesamtnote: gut (1,6)) im Fachbereich Elektro- und Informationstechnik an der TU-Darmstadt. Vertiefungsrichtung: Allgemeine Elektrotechnik (AET) <b>Titel der Diplomarbeit:</b> Validierung eines Sensors auf MR-Basis zur Rotorpositionierung <b>Titel der Studienarbeit:</b> Entwurf eines Hochdrehzahlantriebs mit Magnetlagern für 250000 min <sup>-1</sup>
10/2001 – 03/2004	<b>Vordiplomsstudium</b> (Durchschnittsnote: befriedigend (2,7)) im Fachbereich Elektro- und Informationstechnik an der TU-Darmstadt
08/2000- 05/2001	Absolvieren des Zivildienstes: Haustechniker im Johanneshaus für Senioren in Nierstein
06/2000	<b>Abitur</b> (Note: 1,8) Gymnasium Theresianum, Mainz